



UNIVERSIDAD DE SANTIAGO DE COMPOSTELA

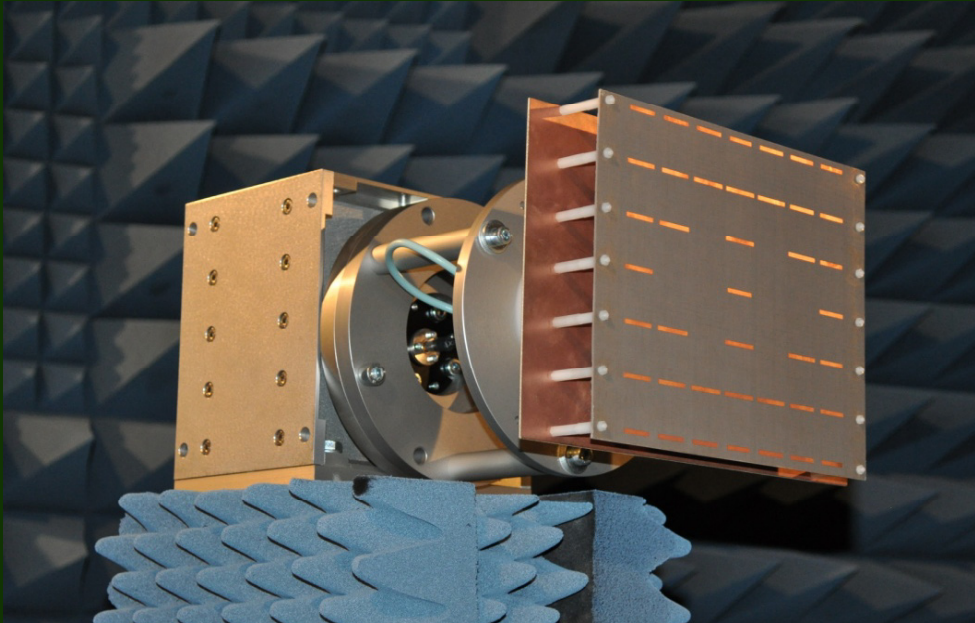
FACULTAD DE FÍSICA

DEPARTAMENTO DE FÍSICA APLICADA

ÁREA DE ELECTROMAGNETISMO

TESIS DOCTORAL

**TÉCNICAS DE SIMPLIFICACIÓN DE REDES DE ALIMENTACIÓN PARA EL
DISEÑO DE AGRUPACIONES DE ANTENAS Y CÁLCULO DOSIMÉTRICO DE
SAR EN ANIMALES PEQUEÑOS MEDIANTE FDTD**



AUTOR

MARCOS ÁLVAREZ FOLGUEIRAS

2011



UNIVERSIDAD DE SANTIAGO DE COMPOSTELA

FACULTAD DE FÍSICA

Departamento de Física Aplicada

Área de Electromagnetismo

TESIS DOCTORAL

Técnicas de simplificación de redes de alimentación para
el diseño de agrupaciones de antenas y cálculo dosimétrico
de SAR en animales pequeños mediante FDTD

Autor:

Marcos Álvarez Folgueiras

Directores:

María Elena López Martín

Juan Antonio Rodríguez González

ISBN 978-84-9887-613-0 (Edición digital PDF)

2011

D^a. María Elena López Martín, Contratada Doctora del Departamento de Ciencias Morfológicas de la Facultad de Medicina de la Universidad de Santiago de Compostela, y **D. Juan Antonio Rodríguez González**, Profesor Titular del Departamento de Física Aplicada de la Facultad de Física de la Universidad de Santiago de Compostela

INFORMAN:

Que el trabajo titulado *"Técnicas de simplificación de redes de alimentación para el diseño de agrupaciones de antenas y cálculo dosimétrico de SAR en animales pequeños mediante FDTD"*, ha sido realizado bajo su dirección por D. Marcos Álvarez Folgueiras en el Departamento de Física Aplicada, área de Electromagnetismo, y constituye la tesis que presenta para optar al grado de Doctor en Ciencias Físicas por la Universidad de Santiago de Compostela.

Y para que así conste, firman la presente en Santiago de Compostela a 25 de Febrero de 2011.

Fdo. María Elena López Martín

Fdo. Juan Antonio Rodríguez González

Agradecimientos.

Quiero hacer constar mi más sincero agradecimiento a las siguientes personas, que han contribuido, de manera directa o indirecta en el desarrollo de este trabajo:

- A mis directores de Tesis María Elena López Martín y Juan Antonio Rodríguez González por su constante esfuerzo, ayuda e interés hacia mi persona.
- Al profesor Francisco José Ares Pena, por su incansable interés y ayuda en el desarrollo de este trabajo.
- Al profesor Eduardo Moreno Piquero, por sus consejos y sabiduría.
- A mis compañeros de laboratorio Julio, Javi y Quela, por su amistad, ayuda y consejo, aunque algunos ya no están.
- A los profesores que han colaborado en el desarrollo de esta tesis: José Basterrechea Verdeja de la Universidad de Cantabria y Giorgio Franceschetti de la Universidad de Nápoles.
- A Rafael Fuentes por estar siempre ahí, dispuesto a solucionar cualquier eventualidad.
- Al Ministerio de Innovación y Ciencia, que financió gran parte de este trabajo a través de los proyectos TEC2005-07985-C03-03 y TEC2008-04485.
- A la Consellería de Innovación e Industria de la Xunta de Galicia, por su soporte económico a través de los proyectos 07TIC002206PR y 09TIC006206PR
- A mis amigos con los que he pasado muchos momentos buenos y más que nos quedan.
- A mi médico Dr. Leopoldo Rosés, por su disponibilidad, sabiduría y humanidad. Sin él esto no sería posible.
- A Leandro y Carmen que desde la lejanía siempre han estado preocupados por el “nene” y disponibles para lo que haga falta.
- A Carlos y Carmen por esas tertulias “*bi-tema*”, consejos y por estar siempre ahí para lo que haga falta.
- A mis primos, Iván, Xesús e Iván, por ser como son.
- A Pepe y María que siempre me han ayudado y apoyado.
- A mis abuelos, Fe, Filo, Benigno y Jesús, por su constante preocupación e interés, gracias.
- A mi padre, que jamás ha dudado en apoyarme y siempre ha estado a mi lado en los buenos y en los malos momentos. Por ser mi modelo a seguir, mi mejor amigo, compañero de “*aficiones*”, ...
- A mi madre, para ella no dispongo de espacio suficiente en esta hoja para escribir todo lo que siento, sólo puedo resumirlo en una palabra: GRACIAS.

A mis padres

PREFACIO	7
CAPÍTULO 1: INTRODUCCIÓN	9
1.1 ARRAYS DE ANTENAS	11
1.1.1 <i>El factor array</i>	12
1.1.2 <i>Síntesis de diagramas de radiación</i>	15
1.1.2.1 Arrays lineales	16
1.1.2.2 Arrays planos	19
1.1.3 <i>Consideraciones sobre los efectos de acoplo mutuo</i>	22
1.2 CÁLCULO DOSIMÉTRICO DE SAR SOBRE ANIMALES PEQUEÑOS	25
1.2.1 <i>Clasificación general de los efectos biológicos</i>	25
1.2.2 <i>Dosimetría. Cálculo del SAR</i>	27
1.2.3 <i>Fantomas y sistemas de radiación</i>	29
1.2.4 <i>Normativa relativa a los campos electromagnéticos</i>	31
1.2.5 <i>Límites de exposición a los campos electromagnéticos</i>	32
1.3 REFERENCIAS	35
CAPÍTULO 2: ARRAYS LINEALES Y PLANOS DE ALTAS PRESTACIONES FORMADOS POR SUBARRAYS CON DISTINTA SEPARACIÓN ENTRE ELEMENTOS Y CON ALIMENTACIÓN UNIFORME.....	41
2.1 INTRODUCCIÓN	43
2.2 MÉTODO	44
2.2.1 <i>Arrays lineales</i>	45
2.2.2 <i>Arrays planos</i>	46
2.3 OPTIMIZACIÓN.....	49
2.4 RESULTADOS	51
2.4.1 <i>Array lineal de longitud 100λ</i>	51
2.4.2 <i>Array lineal de dipolos con plano de tierra de longitud 100λ</i>	52
2.4.3 <i>Array lineal de dipolos con plano de tierra de longitud 100λ y capacidad de barrido</i>	53
2.4.4 <i>Array plano cuadrado de tamaño 10λ</i>	55
2.4.5 <i>Array circular de diámetro 25λ</i>	56
2.4.6 <i>Array circular de diámetro 25λ y formado por elementos con factor $\cos \theta$</i>	57
2.5 CONCLUSIONES	59
2.6 REFERENCIAS	59
CAPÍTULO 3: SÍNTESIS DE DIAGRAMAS SUMA Y DIFERENCIA FIJANDO UNA ZONA COMÚN EN SUS DISTRIBUCIONES DE ABERTURA.....	61

3.1	RESUMEN	63
3.2	DISTRIBUCIONES CONTINUAS DE ABERTURA	63
3.2.1	<i>Introducción</i>	63
3.2.2	<i>Método</i>	65
3.2.3	<i>Resultados</i>	67
3.2.4	<i>Conclusiones</i>	69
3.3	ARRAYS LINEALES DE ANTENAS	69
3.3.1	<i>Introducción</i>	69
3.3.2	<i>Descripción del método</i>	70
3.3.3	<i>Ejemplos de aplicación</i>	73
3.3.4	<i>Conclusiones</i>	77
3.4	REFERENCIAS	78
 CAPÍTULO 4: SÍNTESIS DE DIAGRAMAS DE TIPO "FOOTPRINT" UTILIZANDO AGRUPACIONES DE ANTENAS DISPUESTAS EN AROS CONCÉNTRICOS.....		81
4.1	INTRODUCCIÓN	83
4.2	MÉTODO	84
4.3	RESULTADOS	86
4.3.1	<i>Huella rectangular, array circular, campo complejo</i>	86
4.3.2	<i>Huella rectangular, array circular, campo real</i>	91
4.3.3	<i>Huella irregular, array circular, campo complejo</i>	94
4.4	CONCLUSIONES	98
4.5	REFERENCIAS	99
 CAPÍTULO 5: ANÁLISIS DE TOLERANCIA DE LA MULTIPLICIDAD DE SOLUCIONES EN LA SÍNTESIS DE DIAGRAMAS DE HAZ PERFILADO.....		101
5.1	INTRODUCCIÓN	103
5.2	ANÁLISIS DE TOLERANCIA	103
5.3	CONCLUSIONES	114
5.4	REFERENCIAS	115
 CAPÍTULO 6: SÍNTESIS DE DIAGRAMAS SUMA UTILIZANDO ARRAYS DE ELEMENTOS PARÁSITOS		117
6.1	INTRODUCCIÓN	119
6.2	SÍNTESIS DE DIAGRAMAS SUMA UTILIZANDO ARRAYS LINEALES DE DIPOLOS PARÁSITOS ILUMINADOS POR PEQUEÑOS ARRAYS CON ALIMENTACIÓN UNIFORME.....	119
6.2.1	<i>Introducción</i>	119

6.2.2	<i>Método</i>	120
6.2.3	<i>Resultados</i>	122
6.2.4	<i>Conclusiones</i>	126
6.3	SÍNTESIS DE DIAGRAMAS SUMA UTILIZANDO ARRAYS PLANOS DE ELEMENTOS PARÁSITOS ALIMENTADOS POR UN SOLO ELEMENTO ACTIVO.....	127
6.3.1	<i>Introducción</i>	127
6.3.2	<i>Diseño y Simulación</i>	128
6.3.2.1	Método.....	128
6.3.2.2	Resultados	130
6.3.2.2.1	Plano de parásitos sobre un dipolo activo	130
6.3.2.2.1.1	Estudio de la influencia de la altura del plano parásito sobre el plano de tierra.....	134
6.3.2.2.1.2	Estudio de adaptación de impedancias	136
6.3.2.2.2	Dipolo $\lambda/2$ sobre plano de tierra	137
6.3.2.2.3	Antena con dos capas de elementos parásitos sobre un dipolo alimentador	138
6.3.2.2.4	Dipolo sobre un array de elementos parásitos	140
6.3.2.2.5	Dipolo entre dos arrays de elementos parásitos uniformemente espaciados	144
6.3.3	<i>Prototipo</i>	147
6.3.3.1	Construcción del prototipo.....	147
6.3.3.1.1	Alimentador	147
6.3.3.1.2	Array de parásitos.....	149
6.3.3.2	Resultados experimentales	150
6.3.3.2.1	Alimentador	151
6.3.3.2.2	Antena final	153
6.3.4	<i>Conclusiones</i>	155
6.4	REFERENCIAS	156
CAPÍTULO 7: ESTUDIO DE DOSIMETRÍA EN 3 SISTEMAS EXPERIMENTALES DE RADIACIÓN. CÁLCULO DE SAR EN ANIMALES PEQUEÑOS		161
7.1	DISPOSITIVO EXPERIMENTAL PARA EXPOSICIONES DE GSM A 900MHZ Y SU APLICACIÓN AL ESTUDIO DE RATAS EPILÉPTICAS.....	163
7.1.1	<i>Introducción</i>	165
7.1.2	<i>Material y métodos</i>	168
7.1.2.1	Montaje experimental y fantoma numérico	168
7.1.2.2	Cálculo del SAR local.....	172
7.1.2.3	Animales y tratamiento con picrotoxina	174
7.1.2.4	Diseño experimental	175
7.1.2.5	Comportamiento y signos clínicos	175

7.1.2.6	Procesamiento de tejido cerebral e inmunohistoquímica	176
7.1.2.7	Regiones de interés	176
7.1.2.8	Cuantificación y análisis estadístico.....	176
7.1.3	Resultados	177
7.1.3.1	Potencia de absorción	177
7.1.3.2	Comportamiento clínico	177
7.1.3.3	Expresión de C-Fos.....	178
7.1.3.3.1	Expresión de C-Fos en todo el cerebro	178
7.1.3.3.2	Expresión de C-Fos en diferentes regiones cerebrales	179
7.1.3.4	Expresión de GFAP.....	180
7.1.3.4.1	Expresión de GFAP en todo el cerebro	180
7.1.3.4.2	Expresión de GFAP en diferentes regiones del cerebro	181
7.1.4	Discusión	183
7.1.4.1	Evolución temporal del tratamiento y la radiación GSM sobre la expresión de C-Fos	183
7.1.4.2	Evolución temporal de la Influencia de la radiación y el tratamiento con picrotoxina sobre GFAP.	185
7.2	ESTUDIO DE LA EXPRESIÓN DE HSP90 α/β EN EL CEREBRO Y LA GLÁNDULA TIROIDES DE RATAS EXPUESTAS A RADIACIÓN DE MICROONDAS A 2.45 GHZ	187
7.2.1	Introducción	189
7.2.2	Material y métodos	191
7.2.2.1	Animales	191
7.2.2.2	Diseño Experimental.....	191
7.2.2.3	Radiación con microondas en cavidad experimental (GTEM). Cálculo del SAR.....	193
7.2.2.3.1	Descripción del sistema experimental de radiación	193
7.2.2.3.2	Descripción de las simulaciones y cálculo del SAR mediante SEMCAD	195
7.2.2.3.3	Cambios en la temperatura rectal después de la exposición: niveles de estrés	196
7.2.2.4	Técnica general de detección de proteínas	196
7.2.2.4.1	Extracción de tejido	196
7.2.2.4.2	ELISA	196
7.2.2.5	Técnicas generales de inmunohistoquímica	197
7.2.2.5.1	Perfusión y procesamiento de tejido	197
7.2.2.5.2	Técnicas de tinción General en Cerebro	197
7.2.2.6	Cuantificación y estadística	197
7.2.3	Resultados	198
7.2.3.1	Resultados de SAR	198
7.2.3.2	Cambios en la temperatura rectal después de la radiación: niveles de estrés	199
7.2.3.3	Niveles de HSP 90 determinados mediante ELISA	201
7.2.3.4	Distribución de HSP-90 en inmunohistoquímica en el cerebro	207

7.2.3.5	Discusión	207
7.3	SISTEMA EXPERIMENTAL PARA EL ESTUDIO DE LA DOSIMETRÍA EN MULTIFRECUENCIA.....	211
7.3.1	<i>Introducción</i>	213
7.3.2	<i>Material y métodos</i>	214
7.3.2.1	Descripción del Sistema Experimental de Radiación	214
7.3.2.2	Descripción del Tratamiento de los Animales.	216
7.3.2.3	Descripción de las Simulaciones.	217
7.3.3	<i>Resultados</i>	218
7.3.4	<i>Discusión</i>	223
7.4	REFERENCIAS	225
CAPÍTULO 8: CONCLUSIONES FINALES		243
PUBLICACIONES DEL AUTOR		249

Prefacio

En esta tesis se presentan dos líneas de investigación distintas, aunque ambas estrechamente relacionadas con el electromagnetismo. Así, en la primera de ellas se hace un estudio exhaustivo de distintas técnicas que permiten simplificar las redes de alimentación de las agrupaciones de antenas, mientras que en la segunda se presentan distintos sistemas de dosimetría de SAR sobre animales pequeños en los que se utilizan técnicas de FDTD.

Las agrupaciones o arrays de antenas presentan grandes ventajas como son el control preciso del diagrama de radiación o la posibilidad de realizar un barrido rápido del haz. Además suelen ser antenas compactas, de tamaño reducido y con prestaciones superiores a otro tipo de antenas. El principal inconveniente de los arrays de antenas reside en el coste y complejidad de las redes de alimentación necesarias para su funcionamiento. Con esta motivación, en esta tesis se desarrollan técnicas que minimizan este problema, ya que permiten diseñar arrays de antenas con una red de alimentación sencilla. Así, tras una breve introducción de los conceptos básicos de las agrupaciones de antenas, presentada en la primera parte del capítulo 1, se lleva a cabo, en el segundo capítulo, un estudio minucioso de las ventajas de utilizar la técnica de subarrays en el diseño de arrays de antenas. En el tercer capítulo, se describen dos métodos que hacen posible sintetizar diagramas suma y diferencia compartiendo parte de las excitaciones de los elementos que forman el array. Además, en uno de estos métodos se combina la técnica de subarrays para reducir en mayor grado la complejidad de la red de alimentación. En el cuarto capítulo se presenta una técnica que permite obtener diagramas *footprint* mediante el uso de elementos dispuestos en anillos concéntricos. En el quinto capítulo se realiza un análisis de tolerancia de arrays antenas que sintetizan diagramas de haz perfilado. Finalmente, en el sexto capítulo se presentan varias técnicas de diseño de arrays de antenas basadas en la utilización de elementos parásitos que permiten obtener diagramas de radiación de altas prestaciones y, al mismo tiempo, simplificar la red de alimentación. Además, se muestran resultados experimentales mediante un prototipo construido con una de las técnicas propuestas.

Por otra parte, en los últimos años el uso de tecnologías de comunicación inalámbricas se ha extendido de forma generalizada en nuestro entorno (telefonía móvil, Bluetooth, 3G, etc.).

Este hecho, hace que exista una preocupación creciente de la población sobre el posible daño de los campos electromagnéticos a los que estamos expuestos de forma cotidiana. Ésta ha sido la motivación en la segunda línea de investigación que se presenta en esta tesis. Así, tras una breve introducción en el capítulo 1 sobre conceptos básicos en los cálculos dosimétricos de SAR, en el séptimo capítulo se presentan 3 sistemas de dosimetría diferentes para obtener valores de SAR sobre animales pequeños. En el primero de los sistemas, se utiliza una radiación GSM a 900 MHz en una caja metálica de onda viajera sobre ratas epilépticas. En el segundo, se realiza un estudio a 2,45 GHz en una cámara GTEM en el que se observa la expresión de la proteína HSP-90 en el cerebro y la glándula tiroides de los animales radiados. Finalmente, en el tercer sistema se utilizan dos frecuencias simultáneamente, 900 MHz y 2,45 GHz, sobre los animales. Se pretende observar los efectos de las radiaciones electromagnéticas simultáneas a las que estamos sometidos cotidianamente. En todos los sistemas presentados se utilizan técnicas de simulación numérica basadas en FDTD para obtener los valores de SAR sobre los animales.

Finalmente, en el capítulo 8 se enumeran las conclusiones que se derivan de este trabajo.

Capítulo 1: Introducción

1.1 Arrays de Antenas

En muchas de las aplicaciones actuales destinadas a radar y a la comunicación por satélite, se utilizan antenas formadas por elementos radiantes idénticos. Los elementos individuales que conforman estas antenas pueden ser de muy diversos tipos: bocinas, parches, dipolos, ranuras, etc. A este tipo de antenas, constituidas por dos o más elementos similares, se les conoce con el nombre de arrays.

Los arrays de antenas ofrecen muchas ventajas sobre las antenas formadas por un solo elemento. En primer lugar, como éstos pueden tener un tamaño considerable, permiten obtener diagramas de radiación altamente directivos. Además, bajo un control individual sobre las excitaciones así como sobre la posición de los elementos, hacen posible sintetizar un diagrama de radiación con las características deseadas.

El modelo matemático de la radiación de un array de antenas resulta notablemente complejo. Incluso considerando un único elemento, se hace necesaria una detallada evaluación de diversos parámetros relacionados con el campo electromagnético. Por otro lado, en el análisis del array se deben incluir las interacciones entre cada uno de sus elementos.

Afortunadamente, la teoría de los arrays proporciona la herramienta que permite llevar a cabo la mayor parte de la síntesis y diseño de arrays sin necesidad de desarrollar los modelos electromagnéticos exactos para cada elemento. Se demostrará que para un array con elementos idénticos y uniformemente orientados, es posible expresar el diagrama de radiación como el producto de dos cantidades, el factor elemento y el factor array. El factor elemento es el campo producido por uno de los elementos del array y sólo depende por tanto de las características electromagnéticas del elemento radiante utilizado. Por otro lado, el factor array es independiente del tipo de elemento radiante considerado y está determinado por la configuración geométrica de éstos así como por la amplitud y fase de sus excitaciones.

Para los elementos más utilizados, dipolos, ranuras,..., el factor elemento corresponde a un diagrama de radiación direccional, con un ancho de haz considerable puesto que los elementos radiantes son pequeños ($l_{max} \approx \lambda/2$). En la mayoría de los casos, el factor elemento no suele ser

considerado en la síntesis, puesto que las características del diagrama de radiación del array quedan prácticamente determinadas por el factor array. Para esta aproximación, el array corresponde a una distribución de radiadores isotrópicos.

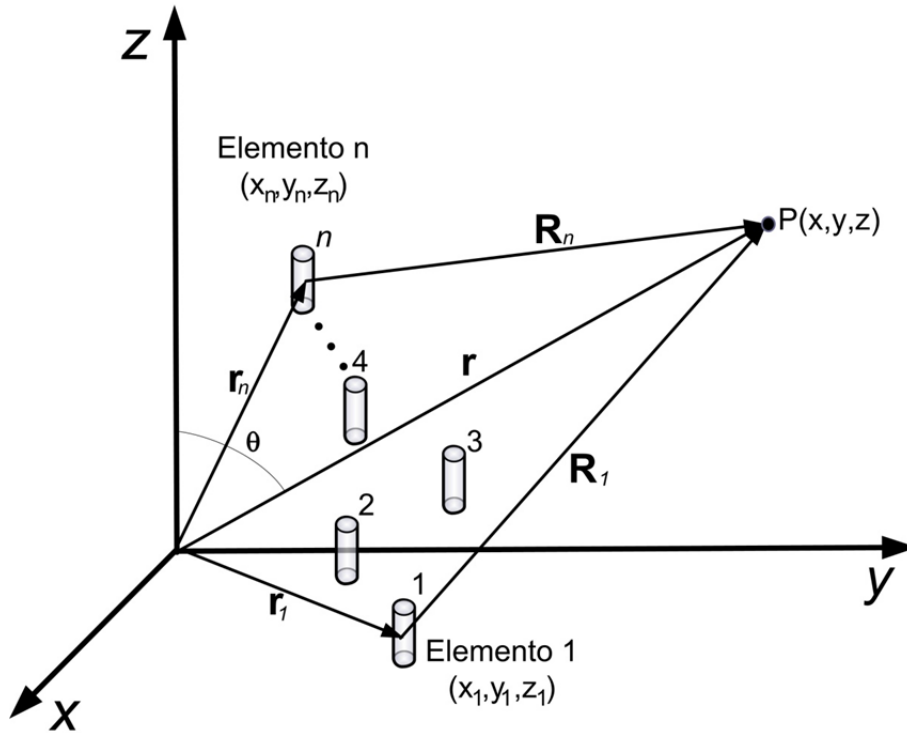


Fig. 1.1. Esquema de la configuración de un array general.

1.1.1 El factor array

En la Fig. 1.1. se muestra un esquema de la distribución de los elementos de un array, representados por pequeñas superficies radiantes. Cada elemento irradia un diagrama direccional que tiene dependencia radial y angular cerca del elemento. Sin embargo, a distancias muy alejadas de éste, el diagrama de radiación del elemento puede expresarse como el producto de una onda esférica e^{-jkR}/R multiplicada por una función vectorial que depende del ángulo $f_n(\theta, \phi)$ y que se denomina *factor o diagrama elemento*. Aunque esta función depende del tipo de elemento utilizado, el campo lejano de cualquier elemento n -ésimo de un array puede expresarse como:

$$E_n(R, \theta, \phi) = f_n(\theta, \phi) \frac{e^{-jkR_n}}{R_n} \quad (1.1)$$

en donde

$$R_n = [(x - x_n)^2 + (y - y_n)^2 + (z - z_n)^2]^{1/2} \quad (1.2)$$

y $k = 2\pi / \lambda$ es el número de onda en el vacío.

Si el diagrama de radiación es medido a una distancia muy grande del array, el término exponencial de (1.1) puede aproximarse a través de la distancia que hay del punto campo al centro de un sistema de coordenadas arbitrario, denotada por (R, θ, ϕ) . Bajo esta suposición, puede escribirse:

$$R_n \approx R - \hat{r} \cdot r_n \quad (1.3)$$

por lo que

$$\frac{e^{-jkR_n}}{R_n} \approx \frac{e^{-jkR}}{R} e^{+jk\hat{r} \cdot r_n} \quad (1.4)$$

siendo r_n el vector posición del elemento n -ésimo respecto al centro del sistema de coordenadas elegido y \hat{r} un vector unitario en la dirección de cualquier punto del espacio (R, θ, ϕ) . Así, estos vectores se expresan como:

$$r_n = x_n \hat{x} + y_n \hat{y} + z_n \hat{z} \quad (1.5)$$

$$\hat{r} = \sin\theta \cos\phi \hat{x} + \sin\theta \sin\phi \hat{y} + \cos\theta \hat{z} \quad (1.6)$$

La distancia R mínima a la que es válida esta aproximación depende de las dimensiones del array así como del grado de precisión deseado a la hora de evaluar el diagrama de radiación. Así, una distancia dada por:

$$R = 2L^2 / \lambda \quad (1.7)$$

siendo L la dimensión mayor del array, es adecuada para la mayoría de los casos. Sin embargo, en diagramas con lóbulos laterales muy bajos o con regiones que presentan ceros muy profundos puede ser necesario considerar una distancia $10L^2 / \lambda$ o mayor.

El diagrama de radiación de un array arbitrario de N elementos, puede escribirse utilizando el principio de superposición:

$$E(r) = \frac{e^{-jkR}}{R} \sum_{n=1}^N a_n f_n(\theta, \phi) e^{+jkr_n \cdot \hat{r}} \quad (1.8)$$

Esta expresión es general puesto que está expresada en términos del diagrama de cada elemento en presencia del array completo. Los coeficientes a_n son los pesos de las señales incidentes que se aplican a cada elemento y pueden estar dados por voltajes o corrientes¹, en función del tipo de elemento considerado. En general, el factor elemento es distinto para cada uno de los elementos en el array, incluso en arrays con elementos similares; esta diferencia es debida normalmente a la interacción entre los elementos cerca de los extremos del mismo. Sin embargo, en muchos casos, resulta perfectamente válido asumir que todos los elementos son idénticos. En este caso, la expresión (1.8) queda de la siguiente forma:

$$F(\theta, \phi) = f(\theta, \phi) \frac{e^{-jkR}}{R} \sum_{n=1}^N a_n e^{+jkr_n \cdot \hat{r}} \quad (1.9)$$

Puesto que el diagrama de radiación se suele representar (o medir) en una esfera de radio constante, resulta habitual despreciar el factor esférico e^{-jkR}/R en la expresión anterior ya que, en ese caso, no es más que una constante de normalización. Por tanto, se puede expresar el diagrama de radiación de un array como el producto de un vector que es el diagrama del elemento $f_n(\theta, \phi)$ y un escalar $F(\theta, \phi)$ que es el denominado factor array:

$$F(\theta, \phi) = \sum_{n=1}^N a_n e^{+jkr_n \cdot \hat{r}} \quad (1.10)$$

Esta expresión, que es la base de la síntesis de diagramas de radiación de arrays de antenas, es muy aplicada tanto a arrays lineales como planos. Su utilización requiere que el diagrama del elemento sea común a todos los radiadores del array, lo que implica que éstos deben ser idénticos y estar orientados en la misma dirección. Para arrays con elementos distintos o no uniformemente orientados (como, por ejemplo, los denominados *arrays conformados*), resulta

¹ A lo largo de esta tesis denotaremos estos coeficientes por I_n , salvo que se indique lo contrario.

imprescindible considerar el factor elemento en el proceso de síntesis, utilizando la expresión (1.8) sin el factor e^{-jkR}/R .

1.1.2 Síntesis de diagramas de radiación

La síntesis de diagramas de radiación consiste en, dado un array cuyos elementos se encuentran en las posiciones (x_n, y_n, z_n) , calcular el conjunto de excitaciones $I_n (\equiv a_n)$ para conseguir que el diagrama de radiación $F(\theta, \phi)$ se aproxime lo más posible al deseado, de forma que verifique una determinada especificación impuesta en la etapa de diseño. Cabe señalar que no solamente la forma del diagrama de radiación debe cumplir la especificación, sino también otros parámetros como pueden ser el nivel de lóbulos laterales (SLL), el ancho de haz del diagrama de radiación, la ganancia, etc.

Como se verá, en el proceso de síntesis, además del diagrama de radiación, también cobra vital importancia el conjunto de excitaciones obtenido, puesto que en función de cómo sea éste puede resultar más o menos sencilla la implementación de la red de alimentación del array. Así, encontramos algunas soluciones que, aunque sintetizan diagramas de radiación que verifican perfectamente las especificaciones, son imposibles o muy costosas de implementar. En este aspecto, resulta muy importante que la variabilidad de las excitaciones sea pequeña, a fin de aliviar los efectos derivados del acoplo mutuo electromagnético entre los distintos elementos radiantes, uno de los mayores problemas con los que se encuentra el diseñador a la hora de implementar una determinada red de alimentación. En los problemas de síntesis, esta variabilidad suele tenerse en cuenta a través del denominado rango dinámico $|I_{max}/I_{min}|$, que evalúa la relación entre las amplitudes de excitación máxima y mínima, o a través del parámetro $|I_n/I_{n\pm 1}|_{max}$, que mide la máxima variabilidad de excitación entre elementos colindantes.

A lo largo de esta tesis se considerará la síntesis de diagramas de radiación tanto de arrays lineales como bidimensionales.

1.1.2.1 Arrays lineales

Los arrays lineales representan las agrupaciones donde los elementos se sitúan a lo largo de una línea recta. Sin pérdida de generalidad, supóngase un array de $N+1$ elementos distribuidos a lo largo del eje z . Puesto que las posiciones de los elementos estarán dadas por $(0, 0, z_n)$, el factor array para este caso toma la siguiente forma:

$$F(\theta) = \sum_{n=0}^N I_n e^{+jkz_n \cos \theta} \quad (1.11)$$

siendo θ es el ángulo medido desde el eje del array. Cabe señalar que en arrays lineales resulta bastante habitual representar los diagramas de radiación frente al ángulo medido desde la dirección perpendicular al array, en donde se encuentra el cenit de la antena. En este caso, en la expresión (1.11) y subsiguientes, es necesario considerar el seno del ángulo en vez del coseno.

Volviendo a la expresión del factor array, se observa que éste no tiene dependencia en ϕ , presentando simetría de rotación en torno al eje del array. En el caso particular de que todos los elementos se encuentren separados una distancia d , entonces $z_n = nd$ (situando el primer elemento en el origen de coordenadas), por lo que:

$$F(\theta) = \sum_{n=0}^N I_n e^{+jkd \cos \theta} \quad (1.12)$$

Si en la expresión anterior hacemos las siguientes sustituciones:

$$\psi = kd \cos \theta, \quad w = e^{j\psi} \quad (1.13)$$

el factor array puede expresarse de la forma siguiente:

$$F(\theta) = I_n \sum_{n=0}^N (I_n / I_N) w^n = I_N \prod_{n=1}^N (w - w_n) \quad (1.14)$$

Se observa que se ha conseguido expresar el factor array como un polinomio de grado N , cuyas raíces están dadas por w_n . Por tanto, estas raíces caracterizan, al igual que las excitaciones, dicho factor array.

En la literatura previa, Schelkunoff [1] introdujo una técnica que permite sintetizar diagramas de radiación calculando la posición de las raíces del polinomio asociado al factor array. Para este propósito, construyó un círculo unitario en el plano complejo, en donde la variable w está obligada a moverse, expresando, además, las raíces del factor array de la forma $w = e^{a_n + jb_n}$. Así a_n y b_n denotan, respectivamente, la posición angular y radial de la raíz n -ésima en el círculo de Schelkunoff. Se puede demostrar que la posición de las raíces determina el diagrama de radiación del array. Así, variando la posición relativa de estas raíces sobre el círculo unitario se pueden caracterizar 3 diagramas de radiación distintos, tal y como sugiere la Fig. 1.2. En primer lugar, se observa que si las raíces están situadas sobre el círculo unitario (lo que implica que $a_n = 0$) y con una determinada disposición, sintetizaremos un diagrama de tipo suma o “pencil”, caracterizado por un único lóbulo principal, generalmente de sección elíptica, y una familia de lóbulos secundarios de bajo nivel. Puesto que los ceros que aparecen en los diagramas de radiación están asociados a las raíces del polinomio, si acercamos o alejamos unas raíces de otras en el círculo unitario, los lóbulos laterales del diagrama resultarán de menor o mayor nivel respectivamente. Esto nos permite colocar las raíces de forma que se obtenga un lóbulo principal y lóbulos laterales arbitrarios en el caso del diagrama de tipo suma, o dos lóbulos principales y lóbulos laterales arbitrarios para el diagrama diferencia, caracterizado por un par de lóbulos principales en oposición de fase, separados por un único cero, y una familia de lóbulos laterales de bajo nivel. Finalmente, si algunas de las raíces se sitúan fuera o dentro del círculo unitario (haciendo $a_n \neq 0$) se producirá un patrón de radiación de haz perfilado (también conocido como “shaped-beam”), que consiste en un diagrama de radiación con una región de ceros rellenados más o menos plana que constituye la región de emisión y una región de lóbulos laterales a un determinado nivel.

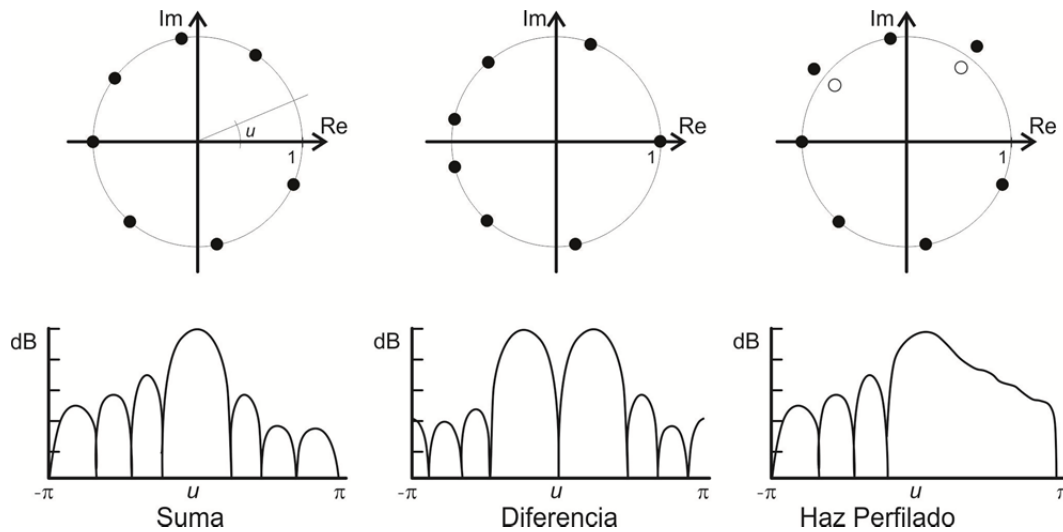


Fig. 1.2. Distribución de los ceros sobre el círculo unitario para los 3 casos de un array lineal de ocho elementos.

En la síntesis de diagramas de tipo suma, Dolph [2] fue el primero en introducir una técnica analítica para controlar el nivel de lóbulos secundarios utilizando los polinomios de Chebyshev. Sin embargo, el hecho de que los diagramas resultantes presenten todos los lóbulos laterales a un mismo nivel provoca que las distribuciones de corrientes asociadas a éstos muestren una gran variabilidad en sus extremos (“edge brightening”), lo que puede causar dificultades en la implementación física.

Uno de los métodos más empleados y eficientes para la síntesis de diagramas de radiación de arrays lineales con elementos equiespaciados e idénticos es el método de Orchard-Elliott [3]. Esta técnica perturba de forma iterativa las raíces asociadas al factor array para conseguir obtener un diagrama de radiación con una topografía de lóbulos laterales y un nivel de rizado deseados. Este método, aplicable a la síntesis de diagramas de tipo suma, diferencia y de haz perfilado, permite tener un control exhaustivo sobre la topografía de los diagramas de radiación, proporcionando la solución deseada en pocos segundos.

Posteriormente, Kim et al. [4] extendieron la técnica de Orchard-Elliott a la síntesis de diagramas de haz perfilado utilizando distribuciones reales puras. Esto se conseguía duplicando, con respecto al método convencional, el número de raíces utilizadas en el relleno de los ceros de la región de emisión y agrupándolas por pares. En [5] se sintetizaron diagramas de haz

perfilado asimétricos utilizando una distribución de abertura simétrica en amplitud y antisimétrica en fase, un requisito de los arrays con alimentación central.

Para arrays lineales con un gran número de elementos, es muy común sintetizar primero una distribución lineal que posteriormente es muestreada. Una de las soluciones más utilizadas es la de las distribuciones de Taylor [6], que proporciona diagramas de radiación de tipo suma de elevada ganancia y con un nivel de lóbulos laterales deseado.

Posteriormente, se extendió el método de Orchard a las distribuciones de Taylor con el fin de rellenar ceros y así poder sintetizar también diagramas de haz perfilado. Las técnicas presentadas permiten sintetizar este tipo de diagramas utilizando o bien distribuciones de abertura complejas [7] o reales puras [8].

1.1.2.2 Arrays planos

En muchas de las aplicaciones destinadas a aplicaciones radar y a la comunicación por satélite, se utilizan arrays cuyos elementos se distribuyen sobre un plano. Como se verá, esto permite tener un control sobre el diagrama de radiación en todo el espacio, puesto que desaparece la simetría de rotación asociada a los diagramas de arrays lineales.

Supóngase que tenemos un array de N elementos situados en el plano XY en las posiciones dadas por (x_n, y_n) . Utilizando la expresión (1.10) para este caso, es posible escribir el factor array de la siguiente forma:

$$F(\theta, \phi) = \sum_{n=1}^N I_n e^{+jk \sin \theta (x_n \cos \phi + y_n \sin \phi)} \quad (1.15)$$

siendo I_n el coeficiente de excitación del elemento n -ésimo, que en general, será complejo. En la expresión θ está medido respecto al eje Z y ϕ está medido en el plano XY desde el eje positivo X hasta el eje positivo Y .

En este caso, las posiciones de los elementos en el array suelen ser parámetros adicionales de diseño, así como las amplitudes y fases de los elementos. Sin embargo, resulta muy habitual disponer los elementos en un enrejado rectangular, separados una distancia d_x y d_y en las direcciones de los ejes X e Y respectivamente, tal y como se muestra en la Fig. 1.3. Asumiendo

que el array consta de $M \times N$ elementos, la expresión del factor array quedaría de la siguiente forma:

$$F(\theta, \phi) = \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N I_{mn} e^{+jk \sin \theta (md_x \cos \phi + nd_y \sin \phi)} \quad (1.16)$$

en donde I_{mn} es la excitación relativa del elemento situado en la fila m y columna n del array.

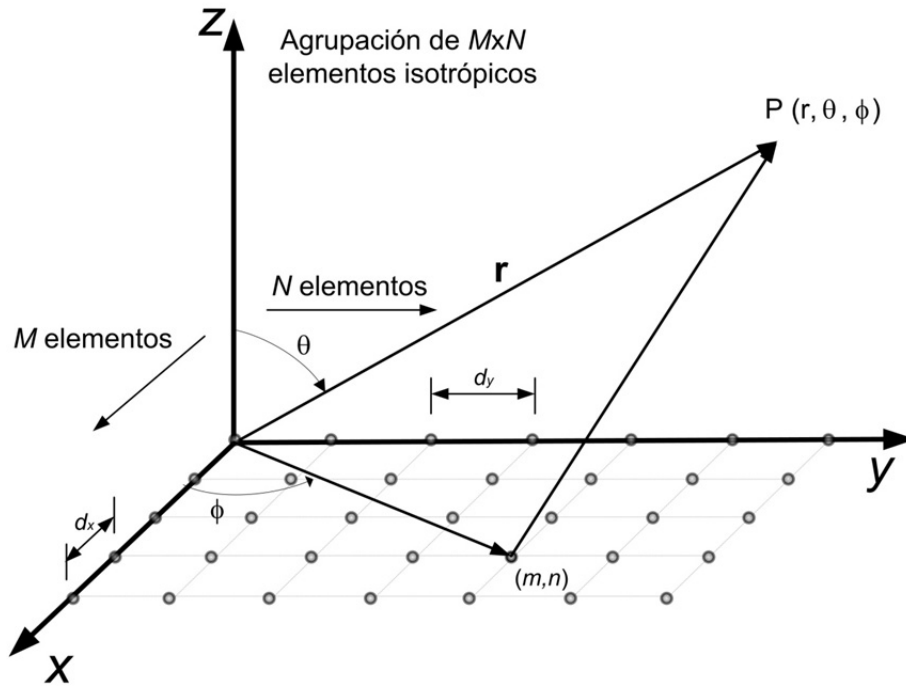


Fig. 1.3. Array plano con enrejado rectangular.

Un modo de sintetizar diagramas de tipo suma de forma sencilla utilizando arrays bidimensionales es mediante las denominadas *distribuciones separables*. Si cada fila de elementos de un array con enrejado rectangular tiene la misma distribución de corrientes y distintos niveles para las distintas columnas, es decir si $I_{mn} / I_{m0} = I_{0n} / I_{00}$, la distribución de corrientes se denomina separable y el factor array puede descomponerse de la siguiente forma:

$$F(\theta, \phi) = F_x(\theta, \phi) \cdot F_y(\theta, \phi) \quad (1.17)$$

en la cual,

$$F_x(\theta, \phi) = \sum_{m=1}^M I_m e^{jkmd_x \sin \theta \cos \phi} \quad (1.18)$$

$$F_y(\theta, \phi) = \sum_{n=1}^M I_n e^{jknd_y \sin \theta \sin \phi} \quad (1.19)$$

en donde $I_m = I_{m0} / I_{00}$, $I_n = I_{n0} / I_{00}$, son las distribuciones de corriente, normalizadas a la excitación del elemento central, en una fila de elementos paralelos al eje X y eje Y respectivamente.

La expresión (1.17) establece que el factor array para un array con enrejado y contorno rectangulares, bajo la restricción de que la abertura sea separable, es el producto de los factores array correspondientes a dos arrays lineales, uno dirigido a lo largo del eje X y otro a lo largo del eje Y . Esto permite sintetizar diagramas de radiación en arrays bidimensionales utilizando la mayoría de las técnicas desarrolladas para arrays lineales. Aunque la utilización de distribuciones separables simplifica la implementación de la red formadora de haz, en los diagramas de radiación sintetizados mediante este método, los lóbulos laterales situados fuera de los planos principales suelen presentar un nivel muy bajo, lo que conlleva un importante ensanchamiento del haz principal, con la consiguiente pérdida en la directividad.

Para resolver el problema anterior, es necesario utilizar distribuciones no separables. Taylor [9] desarrolló una técnica que permitía sintetizar diagramas de tipo suma, con simetría en ϕ y un nivel de lóbulos laterales deseado, utilizando distribuciones circulares. Es posible muestrear dichas distribuciones para su utilización en arrays bidimensionales con contorno circular. Sin embargo, suele ser necesario utilizar arrays con muchos elementos para obtener resultados satisfactorios.

Posteriormente, Elliott y Stern aplicaron el método de Orchard a las distribuciones circulares de Taylor, rellenando ceros en los diagramas de radiación y así conseguir sintetizar diagramas de haz perfilado. El método permitía sintetizar diagramas con contornos circulares o elípticos, permitiendo controlar el rizado en la zona de emisión así como la topografía de lóbulos laterales. Las distribuciones de abertura resultantes pueden ser complejas [10] o reales [11]. Sin embargo, esta técnica no permite sintetizar diagramas de radiación que iluminen un contorno arbitrario.

En un trabajo posterior, F. Ares et al [12] introdujo un método que aumentaba o disminuía el radio de la abertura para conseguir sintetizar distribuciones con contorno que se adapta a la zona irregular que deseamos iluminar, superando algunos de los inconvenientes que plantean las distribuciones circulares. El método permite sintetizar diagramas que iluminan contornos arbitrarios mediante distribuciones reales, lo que lo hace muy apropiado para la síntesis de diagramas de tipo “footprint” utilizados en satélites. Sin embargo, dicho método no resulta adecuado para iluminar coberturas muy oblongas. Además, el hecho de que la optimización del diagrama de radiación se lleve a cabo mediante el método de Fletcher-Powell [13] plantea varios problemas a la hora de encontrar una solución adecuada, además de no permitir controlar el rango dinámico de las excitaciones resultantes.

Uno de los mayores desafíos que presentan los arrays planos para aplicaciones satélite, es la detección en órbita de posibles elementos defectuosos en el array, así como la posible recuperación del haz teniendo en cuenta la ausencia de dichos elementos y reconfigurando las excitaciones de los restantes. Esto requiere la utilización de antenas activas, que es la tendencia actual en la tecnología de radiofrecuencia.

1.1.3 Consideraciones sobre los efectos de acoplo mutuo

Uno de los aspectos más importantes y complejos en el diseño de arrays de antenas es que los coeficientes de excitación de los elementos radiantes no son proporcionales a las fuentes aplicadas (voltajes o corrientes). Además, los patrones de radiación de cada uno de estos elementos no son isotrópicos ni los correspondientes a un elemento aislado. Este fenómeno ocurre porque cada uno de los elementos se acopla, a través de la radiación electromagnética, a todos los otros. Por tanto, la relación entre las fuentes aplicadas y la excitación de cada elemento debe ser expresada en términos de una matriz compleja. A este fenómeno se le denomina acoplo mutuo y su principal efecto es el aumento en la dificultad de la obtención de la distribución de corriente necesaria (obtención del patrón deseado), así como la obtención de la impedancia de entrada necesaria para conseguir una adaptación a la frecuencia de diseño.

[illegible]

$$Z_{mn} = \left. \frac{V_m}{I_n} \right|_{I_i=0} \quad (1.21)$$

El cálculo de esta impedancia mutua es bastante complejo, porque los elementos acoplados están situados en las regiones reactivas de campo cercano y la geometría de los elementos (que será distinta según el tipo de elemento radiante a estudiar) es a menudo difícil de modelar analíticamente. Las técnicas utilizadas para el cálculo de esta impedancia mutua (que puede variar según los distintos elementos que forman el array) están basadas en la utilización del método de los momentos o la utilización de métodos variacionales.

La impedancia activa de un elemento es la impedancia que éste presenta cuando todos los otros están excitados. Por ejemplo, la impedancia activa para el elemento n -ésimo es:

$$Z_n^A = \frac{V_n}{I_n} = \sum_{m=1}^N \frac{I_m}{I_n} Z_{mn} = Z_{nn} + \sum_{m=1}^N ' \frac{I_m}{I_n} Z_{nm} = Z_{nn} + Z_n^B \quad (1.22)$$

en donde Z_{nn} es la impedancia mutua y

$$Z_n^B = \sum_{m=1}^N ' \frac{I_m}{I_n} Z_{mn} \quad (1.23)$$

es la suma de las corrientes de modo, ponderadas por las impedancias mutuas, Z_n^B recibe el nombre de término de acoplo mutuo (el primado en los sumatorios correspondientes a las ecuaciones (1.22) y (1.23) indica que el término $m = n$ ha sido excluido). Por tanto, la impedancia activa a diferencia de la impedancia mutua, que está determinada por las propiedades físicas del array (dimensión y posición de los elementos), es también función de las excitación de los elementos radiantes y es igual a la suma de la impedancia mutua y el término de acoplo mutuo.

Elliott, introdujo una técnica iterativa [16], aplicable a arrays formados por ranuras longitudinales (“shunt slots”), que compensa los efectos del acoplo mutuo. Esta técnica permite el cálculo de la longitud y el desplazamiento (“offset”) de cada ranura, necesarios para obtener el diagrama de radiación, así como los niveles de admitancia de cada “branch line”, prescritas

por el diseño (optimización de la relación de onda estacionaria y SLL del patrón, en un rango específico de frecuencia). Técnicas similares han sido introducidas para el diseño de arrays formados por dipolos microstrip longitudinales [17,18] y transversales [19]. Estos métodos iterativos, pueden no converger cuando se trata de implementar las excitaciones correspondientes a diagramas de haz perfilado o diagramas que presentan lóbulos laterales deprimidos, muy utilizados en aplicaciones radar y para la comunicación por satélite.

1.2 Cálculo dosimétrico de SAR sobre animales pequeños

En los últimos años, el uso de tecnologías de comunicación inalámbricas se ha extendido de forma generalizada en nuestro entorno. El uso de la telefonía móvil, las comunicaciones Bluetooth, Wifi, 3G, etc., son tecnologías con las que convivimos y cada vez más usadas y presentes en nuestras vidas cotidianas. Este hecho, hace que resulte de gran interés el estudio de los efectos de la radiación electromagnética sobre los seres vivos. A partir de la segunda guerra mundial es cuando se inician los primeros estudios rigurosos de la interacción entre los seres vivos de la energía electromagnética. Además, actualmente la población tiene preocupación por el posible daño de los campos de radiofrecuencia (RF) al que está expuesta, motivando la creciente aparición de estudios en este campo.

1.2.1 Clasificación general de los efectos biológicos

Los efectos biológicos hacen referencia a las respuestas medibles en aquellas personas expuestas a radiación, que pueden resultar o no en efectos adversos para la salud. Estos efectos han sido clasificados de la siguiente manera [20-21]: efectos térmicos, atérmicos y no térmicos.

- Los *efectos térmicos* ocurren cuando en el organismo se deposita energía suficiente como para aumentar la temperatura de forma medible. La radiación electromagnética se absorbe y se transforma en calor. El mecanismo molecular básico de producción de calor se debe a que la interacción de la radiofrecuencia

con el tejido genera vibraciones y oscilaciones de moleculares polares, como el agua, en el interior del organismo. Esta energía rotacional es transformada en calor [22].

- Los *efectos atérmicos*, se producen cuando la energía depositada es suficiente para producir un incremento de temperatura en el tejido biológico, pero sin que llegue a activar los mecanismos de termorregulación. Los efectos biológicos observados por este tipo de radiación son principalmente inducir corrientes eléctricas que pueden estimular las células nerviosas y musculares.
- Los efectos no térmicos ocurren cuando la energía depositada en el objeto biológico no tiende a producir aumento de temperatura [22].

La mayoría de las normas internacionales de regulación de las RNI consideran que los mecanismos implicados en los efectos biológicos principales involucran un efecto térmico. Una elevación de temperatura puede alterar el funcionamiento de diversos sistemas biológicos e incluso provocar un daño irreversible. Aunque hay suficiente evidencia sobre los efectos térmicos producidos por el calentamiento de los tejidos expuestos a radiación microonda, sin embargo, en las últimas décadas se ha abierto un importante debate sobre la posibilidad de la existencia de efectos no térmicos que no se explican por el aumento de temperatura tisular [23-24].

Existen múltiples estudios experimentales cuyos hallazgos han sido atribuidos a la posible existencia de efectos biológicos debidos a la exposición a campos electromagnéticos de baja intensidad que no parecen ser debidos al calentamiento de los tejidos. Diversos estudios revelan que las microondas podrían inducir alteraciones fisiológicas de naturaleza atérmica [24], como alterar los procesos metabólicos celulares [25] y alterar la estructura y la función de la membrana celular [26]. Recientes investigaciones en cultivos celulares describen que dosis atérmicas de radiofrecuencia pueden inducir cambios en la expresión genética [27]. La evidencia de que a radiofrecuencia a dosis atérmicas estimula la producción de las proteínas del choque térmico podría explicar los efectos de la RF en las alteraciones fisiológicas celulares que tienen lugar tras la exposición a la radiación [27]. Sin embargo, otros autores no han podido corroborar estos resultados [29-30], por ello los consideran poco fiables. Además, explican estos efectos por

posibles errores en los sistemas de medida de temperaturas, o por la existencia de puntos calientes (“hot spots”) que no han sido detectados [31]. Por todo ello, es necesario realizar más investigaciones para obtener resultados concluyentes.

A nivel del SNC se han encontrado indicios, tanto en humanos como en animales, de efectos no térmicos de la microonda, entre los que podemos destacar las alteraciones en la actividad eléctrica cerebral [32], en la actividad colinérgica del cerebro [33-34], alteraciones en la fosforilación de determinadas proteínas [35], incremento de la permeabilidad de la barrera hematoencefálica.[36] y disminución en la actividad sináptica excitatoria a nivel de neuronas del hipocampo [37].

Por otro lado, se han observado efectos que ocurren exclusivamente a dosis atérmicas de radiación. Los efectos biológicos de exposiciones a bajas frecuencias no tienen una proporción lineal a la potencia de radiación (efecto ventana) o al tiempo de exposición (mecanismo de adaptación) como cabría esperar. Sin embargo, dichos efectos no han sido observados tras exposiciones a dosis térmicas. Por ello, algunos autores postulan que los efectos ventana y de adaptación se encuentran relacionados con mecanismos no térmicos [21,38].

Todo esto hace que la comprensión de los mecanismos biológicos de interacción con los CEM, en especial de los mecanismos que subyacen a los efectos no térmicos “propios de la radiofrecuencia”, sea un tema de actualidad en investigación y debe ser aclarado dado el potencial riesgo de efectos adversos para la salud.

1.2.2 Dosimetría. Cálculo del SAR

La cantidad física básica de energía electromagnética que determina el efecto biológico es el campo electromagnético inducido dentro del organismo expuesto a la radiación incidente. La *dosimetría* se define por tanto como la determinación de la energía absorbida por un cuerpo expuesto a los campos eléctrico y magnético que componen una señal de radiofrecuencia [20].

La absorción de la energía electromagnética en los organismos vivos depende fundamentalmente de:

Primero- Los parámetros del campo incidente, es decir, su frecuencia, su polarización, y la disposición del objeto frente al campo incidente.

Segundo- Las características del cuerpo expuesto, como por ejemplo su geometría interna y externa o las propiedades dieléctricas de los tejidos (conductividad y permitividad). Las propiedades dieléctricas de los tejidos están determinadas en gran medida por su contenido en agua. En general, cuanto mayor es el contenido de agua de los tejidos, mayor es su absorción [39]. Los resultados de los valores calculados de permitividad y conductividad de los diversos tejidos biológicos han sido muy variables, dado que los tejidos biológicos son muy heterogéneos, y estos valores pueden verse alterados de forma importante dependiendo del procedimiento de preparación del tejido, o de los cambios metabólicos postmortem, entre otros [40].

Tercero- Los efectos de tierra, reflexión o refracción y de otros objetos que puedan interactuar entre la fuente y el objeto. La energía incidente es reflejada a nivel de las diversas interfases tisulares. El coeficiente de reflexión, que viene dado por la relación entre la intensidad incidente y la reflejada, es muy elevado en la interfase aire-piel, lo que indica que gran parte de la energía incidente es reflejada sin llegar a penetrar en el tejido.

Para determinar la interacción de la radiofrecuencia con los tejidos resulta imprescindible describir los siguientes parámetros físicos:

- La densidad de corriente inducida en los tejidos (J).
- La intensidad de campo eléctrico interno (E).
- El SAR.

La magnitud básica que se emplea para dosimetría de radiofrecuencia-microonda es la Tasa de Absorción Específica (TAE ó SAR acrónimo en inglés *Specific Absorption Rate*), que ha sido definida como la cantidad de potencia electromagnética absorbida por un tejido por unidad de masa. Su unidad de medida es el watio por kilogramo (W/Kg).

El SAR es una medida del campo eléctrico en el punto de estudio y de la razón de calentamiento local (dT/dt).

$$\frac{dT}{dt} = \frac{SAR}{c} \quad (^\circ C / s) \quad (1.24)$$

siendo c la capacidad calorífica del tejido ($J/Kg^\circ C$)

La fórmula matemática empleada para el cálculo del SAR es la siguiente,

$$SAR = \sigma E_t^2 \rho^{-1} \quad (W / Kg) \quad (1.25)$$

siendo E_t el campo en el tejido (V/m), σ la conductividad eléctrica del tejido (S/m) y ρ la densidad del tejido (kg/m^3).

Como apreciamos en la fórmula, el SAR en los tejidos es proporcional al cuadrado de la intensidad del campo eléctrico generado en el interior del tejido, debido a esto se hace extremadamente complejo determinar mediciones de SAR. Por esta razón las alternativas encontradas son la estimación del SAR en fantomas humanos en laboratorios o bien realizar cálculos computacionales mediante herramientas de software específicamente desarrolladas.

A nivel experimental es imprescindible definir dos magnitudes de SAR, cuya determinación va a ser útil en los cálculos de dosimetría:

- El SAR promediado sobre el cuerpo completo es un valor único de SAR que representa la magnitud de SAR promediado sobre todo el cuerpo expuesto a radiofrecuencia.
- El SAR local es un valor único de SAR que representa la magnitud de SAR en una pequeña porción del cuerpo expuesto a radiofrecuencia.

1.2.3 Fantomas y sistemas de radiación

Para poder determinar experimentalmente los valores de la tasa de absorción se pueden seguir dos procedimientos. El primero consiste en obtener el valor de la intensidad del campo

en la zona de interés, siendo necesario para ello conocer las propiedades eléctricas (conductividad, densidad) de la zona bajo estudio. El segundo de los procedimientos se basa en la medida de las variaciones de temperatura sobre la zona a estudiar (se suele utilizar en tejidos y cultivos celulares *in vivo*).

Estas medidas pueden ser tomadas en cadáveres, aunque por motivos prácticos se suelen usar fantasmas. Un fantoma es un material sintético que tiene, a las frecuencias de interés, unas propiedades eléctricas equivalentes a las del tejido biológico real en el que se quiere medir. Con los avances actuales en materiales es posible conseguir fantasmas con la forma del tejido o zona de interés. Las medidas se toman a través de sondas, bien de intensidad de campo o de temperatura, que se implantan en los modelos durante la experimentación. Con las sondas de campo eléctrico es posible obtener un valor directo de dicho valor en el punto deseado, éstas suelen combinar con fibra óptica para que la transmisión de los datos debida a la inmunidad de esta frente a radiaciones electromagnéticas. Una de las limitaciones de las sondas de campo eléctrico reside en el mal funcionamiento a bajas frecuencias, por debajo de 150 MHz, los cables captan señales espurias debida a la alta impedancia. Actualmente las sondas de temperatura tienen mayor auge dada su inmunidad frente a la radiofrecuencia. Existen dispositivos que permiten medir variaciones de temperatura del orden de 0.01 °C basados en termistores. Aunque también presentan limitaciones y desventajas, como puede ser en las sondas basadas en termopares que alteran la distribución original del campo de RF, con lo que no se puede obtener un valor preciso de SAR en la zona de interés.

Para poder contrastar los datos obtenidos a través de las distintas sondas, actualmente se ha unido a los sistemas de experimentación la posibilidad de usar simulaciones numéricas gracias a la existencia de fantasmas numéricos. Estos fantasmas numéricos se obtienen mediante resonancia magnética de la zona o animal de interés computarizando todas sus características eléctricas (densidades, permitividad, conductividad, etc.) y morfología (tamaño y forma). Con estos modelos computarizados y usando el método numérico de cálculo es posible obtener los valores de SAR. Un claro ejemplo de este tipo de sistemas es el software de simulación electromagnética SEMCAD [41] basado en el método de diferencias finitas en el dominio del

tiempo (FDTD acrónimo en inglés *Finite-Difference Time-Domain method*). Con la ayuda de este tipo de herramientas es posible completar los estudios y sistemas de radiación.

En la literatura se han presentado diferentes sistemas de radiación para investigar los efectos de las señales en comunicaciones móviles sobre animales pequeños [42-44]. Así mismo y tal y como se comentó anteriormente, es posible obtener los valores de SAR basándose en las variaciones térmicas [43-44], a través del cálculo del valor de la intensidad del campo eléctrico, o mediante simulaciones numéricas con fantomas [45].

1.2.4 Normativa relativa a los campos electromagnéticos

Ante el aumento progresivo de todo tipo de radiaciones electromagnéticas artificiales en el medio ambiente surge la necesidad de investigar los peligros que pueden ser asociados con las diferentes formas de RNI y en base a esto establecer unos criterios de seguridad ante exposiciones a dichas radiaciones. Por ello, varios grupos de trabajo sobre protección radiológica en colaboración con la Organización Mundial de la Salud (OMS) crean en el año 1992 la Comisión Internacional para la Protección de las Radiaciones no Ionizantes (ICNIRP). Esta Comisión, tras realizar una evaluación exhaustiva y rigurosa de toda la evidencia científica disponible hasta el momento, publicó en 1998 unas recomendaciones para limitar la exposición a campos eléctricos, magnéticos y electromagnéticos (ICNIRP, 1998). Estas directrices marcan un umbral por debajo del cual la exposición a CEM se considera segura. Los límites de exposición están basados en los efectos de la exposición aguda a corto plazo, antes que en la exposición a largo plazo, ya que la información científica disponible sobre los efectos a la exposición de los CEM a largo plazo es considerada insuficiente para establecer límites cuantitativos.

Cada país establece sus propias normas nacionales relativas a la exposición a CEM; la mayoría de ellas se basan en las recomendaciones de la ICNIPR. El Consejo de Ministros de Sanidad de la Unión Europea hizo suyos los criterios de la ICNIPR y promulgó unas recomendaciones para la protección del público en general ante las radiaciones no ionizantes de

0Hz a 300GHz (RCMSUE-1999/519/CE de 12 de julio de 1999). Posteriormente España elaboró una normativa que regula a nivel nacional los principios de la Recomendación del Consejo de Ministros de Sanidad de la Unión Europea (Real Decreto 1066/2001, de 28 de Septiembre). Esta normativa establece condiciones de protección del dominio público radioeléctrico, restricciones a las radiaciones radioeléctricas, y medidas de protección sanitaria frente a emisiones radioeléctricas. Algunas CCAA han publicado sus propias legislaciones, en cuatro de ellas se respetan los límites del Real Decreto estatal (Castilla-León, Baleares, La Rioja, y Madrid) y en las otras tres se reducen a la mitad (Cataluña, Navarra, Castilla-La Mancha).

Tanto en la RCMSUE como en la normativa elaborada por el Comité Español se concluye que no existe evidencia de que exposiciones a campos electromagnéticos dentro de los límites establecidos puedan provocar efectos adversos para la salud humana. Por otro lado, afirma que los estudios epidemiológicos pueden no tener un suficiente periodo de latencia y/o exposición para obtener conclusiones definitivas. Por el momento tampoco existen estudios científicos amplios y certeros que nos aseguren la inocuidad de la exposición a dichos campos electromagnéticos. Sin embargo, estas recomendaciones de seguridad se encuentran en continua revisión y abiertas a posibles modificaciones en relación con la continua evaluación de nuevos hallazgos referentes a los efectos de los CEM sobre el cuerpo humano.

1.2.5 Límites de exposición a los campos electromagnéticos

Los niveles de referencia y las restricciones básicas a los CEM emitidas por la ICNIRP (1998) son las más ampliamente aceptadas a nivel mundial.

- Las restricciones básicas son restricciones a la exposición de los campos eléctricos, magnéticos y electromagnéticos variables en el tiempo, basadas en los efectos sobre la salud y en consideraciones biológicas (Tabla 1.1).

- Los niveles de referencia determinan la probabilidad de que se sobrepasen las restricciones básicas siendo su objetivo asegurar el cumplimiento de las mismas (Tabla 1.2).

Los límites de exposición establecidos por la guía ICNIRP son más estrictos para la exposición del público en general que para las exposiciones ocupacionales. La justificación de la ICNIRP es que la población expuesta ocupacionalmente incluye población adulta y entrenada para tomar las precauciones adecuadas, mientras que la población general abarca todas las edades y generalmente son inconscientes del grado de exposición y de las medidas cautelares a tomar.

Para los rangos de frecuencia comprendidos entre 100KHz y 10GHz las restricciones básicas son proveídas en términos de SAR para prevenir el estrés térmico de todo el cuerpo y el calentamiento localizado de los tejidos. Todos los valores del SAR deben ser promediados sobre cualquier periodo de 6 minutos. Además, la masa para promediar el SAR localizado se considera cualquier tejido contiguo de 10 gr de masa.

Tabla 1.1. Restricciones básicas para exposiciones a campos eléctricos y magnéticos para frecuencias de 10MHz-10GHz (ICNIRP, 1998).

<i>Características de la exposición</i>	<i>SAR promedio en todo el cuerpo (W/Kg)</i>	<i>SAR localizado cabeza y tronco (W/kg)</i>	<i>SAR localizado extremidades (W/Kg)</i>
<i>Exposición ocupacional</i>	0,4	10	20
<i>Exposición al público en general</i>	0,08	2	4

Tabla 1.2. Niveles de referencia para exposiciones a campos eléctricos y magnéticos para frecuencias de 2-300 GHz. (Directiva 2004/40/CE del Parlamento Europeo y del Consejo del 29 de Abril; Recomendación del Consejo de 12 de julio de 1999, 1999/512/CE)

	Intensidad de campo eléctrico E (V/m)	Intensidad de campo magnético H (A/m)	Inducción magnética B (μT)	Densidad de potencia de onda plan equivalente
Exposición ocupacional	137	0,36	0,45	50
Exposición al público en general	61	0,16	0,20	10

1.3 Referencias

- [1] S. A. Schelkunoff, "A mathematical theory of linear arrays", *Bell Syst. Tech. J.*, N° 22, pp. 0-107, 1943.
- [2] C. L. Dolph, "A current distribution for broadside arrays which optimizes the relationship between beamwidth and side lobe level", *Proc. I. R. E.*, vol. 34, pp. 348-355, 1946.
- [3] H. J. Orchard, R. S. Elliott, and G. J. Stern, "Optimizing the synthesis of shaped beam antenna patterns", *IEE Proc. Pt. H.*, vol. 132, N° 1, pp. 63-68, 1985.
- [4] Y. U. Kim and R. S. Elliott, "Shaped-pattern synthesis using pure real distributions", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-36, N° 11, pp. 1645-1649, 1988.
- [5] J. A. Rodriguez, E. Botha, and F. Ares, "Extension of the Orchard-Elliott synthesis method to pure real nonsymmetrical-shaped patterns", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 45, N° 8, pp. 1317-1318, 1997.
- [6] T. T. Taylor, "Design of line source antennas for narrow beamwidth and low side lobes", *Trans. I. R. E.*, vol. AP-3, pp. 16-28, 1955.
- [7] F. Ares, R. S. Elliott, and E. Moreno, "Optimised synthesis of shaped line-source antenna beams", *Electronics Letters*, vol. 29, pp. 1136-1137, 1993.
- [8] F. Ares, R. S. Elliott, and E. Moreno, "Synthesis of shaped line-source antenna beams using pure real distributions", *Electronics Letters*, vol. 30, pp. 280-281, 1994.
- [9] T. T. Taylor, "Design of circular apertures for narrow beamwidth and low side lobes", *Trans. I. R. E.*, vol. AP-8, pp. 17-22, 1960.
- [10] R. S. Elliott and G. J. Stern, "Shaped patterns from a continuous planar aperture distribution", *IEE Proc. Pt. H.*, vol. 135, pp. 366-370, 1988.
- [11] R. S. Elliott and G. J. Stern, "Footprint patterns obtained by planar arrays", *IEE Proc. Pt. H.*, vol. 137, pp. 108-112, 1990.
- [12] F. Ares, R. S. Elliott, and E. Moreno, "Design of planar arrays to obtain efficient footprint patterns with an arbitrary footprint boundary", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-42, N° 11, pp. 1509-1514, 1994.

- [13] R. Fletcher and M. J. D. Powell, "A rapidly convergent descent method of minimization", *Computer J.*, vol. 6, 163-168, 1963.
- [14] R. J. Mailloux, "Conformal and low-profile arrays", *Antenna engineering handbook*, 2nd Edition, Eds. R.C. Johnson, H. Jasik, McGraw-Hill Book Co. Inc., New York, Chapter 21, 1984.
- [15] R. C. Hansen, "Array pattern control and synthesis", *Proc. IEEE*, vol. 80, pp. 141-151, 1992.
- [16] R. S. Elliott, "An improved design procedure for small arrays of shunt slots", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-31, pp. 48-54, 1983.
- [17] R. S. Elliott and G. J. Stern, "The design of microstrip dipole arrays including mutual coupling, Part I: Theory", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-29, N° 9, pp. 757-760, 1981.
- [18] G. J. Stern and R. S. Elliott, "The design of microstrip dipole arrays including mutual coupling, Part II: Experiment", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-29, N° 9, pp. 761-765, 1981.
- [19] H. Yang, N. G. Alexopoulos, P. M. Lepeltier, and G. J. Stern, "Design of transversely fed EMC microstrip dipole arrays including mutual coupling", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 38, N° 2, pp. 145-151, 1990.
- [20] J. L. Sebastian Franco, S. Muñoz San-Martín, M. Sancho Ruiz, and J. M. Miranda Pantoja, "Medición de radiación en seres vivos", *Investigación y Ciencia*, Febrero 2006.
- [21] J. A. Laurence, P. W. French, R. A. Lindner, and D. R. McKenzie, "Biological effects of electromagnetic fields-mechanisms for the effects of pulsed microwave radiation on protein conformation", *J. Theor. Biol.*, vol. 206, pp. 291-298, 2000.
- [22] L. J. Challis, "Mechanisms for interaction between RF fields and biological tissues", *Bioelectromagnetics supplement*, vol. 7, pp. 98-106, 2005.
- [23] A. S. Dawe, B. Smith, D. W. P. Thomas, S. Greedy, N. Vasic, A. Gregory, B. Loader, and D. De Pomerai, "A small temperature rise may contribute towards the apparent induction by microwaves of heat shock gene expression in the nematode *Caenorhabditis elegans*", *Bioelectromagnetics*, vol. 27, pp. 88-97, 2006.

- [24] S. Banik, S. Bandyopadhyay, and S. Ganguly, "Bioeffects of microwaves: a brief review", *Bioresource Technology*, vol. 87, no. 2, pp. 155-159., 2003.
- [25] S. P. Samarketu and S.P. Singh, "Effect of direct modulated microwave modulation frequencies exposure on physiology of cyanobacterium *Anabea dolilum*", *Asia Pacific Microwave Conference*, vol. B.2.1., pp. 155-158, 1996.
- [26] A. M. Phelan, C. F. Neubauer, R. Timm, J. Neirenberg, and D. G. Lange, "Athermal alterations in the structure of the canalicular membrane and ATPase activity induced by thermal levels of microwave radiation", *Radiation Research*, vol. 137, no. 1, pp. 52-58, 1994.
- [27] S. Lee, D. Jhonson, K. Dubar, H. Dong, X. Ge, C. Y. Kim, C. Wing, N. Jayathilaka, N. Emmanuel, C. Q. Zhou, H. L. Gerber, C. C. Tseng, and S. M. Wang, "2.45 GHz radiofrequency fields alter gene expression in cultured human cells", *FEBS letters*, vol. 579. 4829-4836, 2005.
- [28] P. W. French, R. Penny, J. A. Laurence, and D. R. McKenzie, "Mobile phones, heat shock proteins and cancer", *Differentiation*, vol. 67, no. 4-5, pp. 93-7, 2001.
- [29] E. R. Adair, B. W. Adams, G. M. Akel, "Minimal changes in hypothalamic temperature accompany microwave-induced alteration of thermoregulatory behavior", *Bioelectromagnetics*, vol. 5, no. 1, pp. 13-30, 1984.
- [30] V. Chauhan, A. Mariampillai, G. B. Gajda, A. Thansandote, and J. P. McNamee, "Analysis of protooncogene and heat-shock protein gene expression in human derived cell-lines exposed in vitro to an intermittent 1.9 GHz pulse-modulated radiofrequency field", *Int J Radiat Biol.*, vol. 82, no. 5, pp. 347- 354, 2006.
- [31] C. Antonio and R. T. Deam, "Can "microwave effects" be explained by enhanced diffusion", *Physical Chemistry Chemical Physics*, vol. 9, pp. 2976-2982, 2007.
- [32] R. K. Sinha, Y. Aggarwal, P. K. Upadhyay, A. Dwivedi, A. K. Keshri, and B. N. Das, "Neural network-based evaluation of chronic non-thermal effects of modulated 2450 MHz microwave radiation on electroencephalogram", *Annals of Biomedical Engineering*, vol. 36, no. 5, pp. 839-851, 2008.
- [33] V. Vorobyov, V. Pesic', B. Janac', and Z. Prolic', "Repeated exposure to low-level extremely low frequency-modulated microwaves affects baseline and scopolamine-

- modified electroencephalograms in freely moving rats", *International Journal of Radiation Research*, vol. 80, no. 9, pp. 691-698, 2008.
- [34] H. Lai, M. A. Carino, A. Horita, and A. W. Guy, "Low level microwave irradiation and central cholinergic systems", *Pharmacology Biochemistry and Behavior*, vol. 33, pp. 131-138, 1989.
- [35] D. Leszczynski, S. Joenväärä, J. Reivinen, and R. Kuokka, "Non-thermal activation of the hsp27/p38MAPK stress pathway by mobile phone radiation in human endothelial cells: Molecular mechanism for cancer and blood-brain barrier-related effects", *Differentiation*, vol. 70, pp. 120-129, 2002.
- [36] C. Neubauer, A. M. Phelan, H. Kues, and D. G. Lange, "Microwave irradiation of rats at 2.45 GHz activates pinocytotic-like uptake of tracer by capillary endothelial cells of cerebral cortex", *Bioelectromagnetics*, vol. 11, no. 4, pp. 261-268, 1990.
- [37] S. Xu, W. Ning, Z. Xu, S. Zhou, H. Chiang, and J. Luo, "Chronic exposure to GSM 1800 MHz microwaves reduces excitatory synaptic activity in cultured hippocampal neurons", *Neuroscience Letters*, vol. 398, pp. 253-257, 2006.
- [38] S. Kwee, "Absence of linear correlation between biological effects and power density in the nonthermal radiofrequency radiation range", *Biological Effects of EMFs. 4th International Workshop.*, vol. 1, pp. 401-406, 2006.
- [39] M. J. Schroeder, A. Sadasiva, and R. M. Nelson, "An analysis on the role of water content and state on effective permittivity using missing formulas", *Biomechanics, Biomedical and Biophysical Engineering*, vol. 2, no. 1, pp. 1-10, 2008.
- [40] G. Schmid, G. Neubauer, and P. R. Mazal, "Dielectric properties of human brain tissue measured less than 10h postmortem at frequencies from 800 to 2450 MHz", *Bioelectromagnetics*, vol. 24, pp. 423-430, 2003.
- [41] Schmid & Partner Engineering AG, *Reference manual for the SEMCAD simulation platform for electromagnetic compatibility, antenna design and dosimetry*, disponible en www.semcad.com, 2010.
- [42] N. Kuster, V. Berdiñas-Torres, N. Nikoloski, M. Frauscher, and W. Kainz, "Methodology of detailed dosimetry and treatment of uncertainty and variations for in vivo studies", *Bioelectromagnetics*, vol. 27, pp. 378-391, 2006.

- [43] E. G. Moros, W. L. Straube, and W. F. Pickard, “A compact shielded exposure system for the simultaneous long-term UHF irradiation of forty small mammals: I. Electromagnetic and environmental design”, *Bioelectromagnetics*, vol. 19, pp. 459-468, 1998.
- [44] M. Swicord, J. Morrissey, D. Zakharai, M. Balien, and Q. Balzano, “Dosimetry in mice exposed to 1.6 GHz microwaves in a carousel irradiator”, *Bioelectromagnetics*, vol. 20, pp. 42-47, 1999.
- [45] F. Schoenborn, K. Popovic, and N. Kuster, “Dosimetric analysis of the carousel setup for the exposure of rats at 1.62 GHz”, *Bioelectromagnetics*, vol. 25, pp. 16-26, 2004.

Capítulo 2: Arrays lineales y planos de altas prestaciones formados por subarrays con distinta separación entre elementos y con alimentación uniforme

2.1 Introducción

Es bien sabido que los arrays de antenas no equiespaciados presentan una serie de ventajas sobre los arrays con espaciado uniforme, debido a que los primeros presentan un mayor número de grados de libertad a la hora de diseñar su geometría, lo que facilita el control de ciertos parámetros del diagrama de radiación o de la antena [1]. Así, en este tipo de antenas, es posible reducir el nivel de lóbulos laterales (*SLL*) manteniendo una amplitud de excitación uniforme; aliviar el acoplo mutuo entre elementos radiantes; evitar la aparición de *grating lobes*; u obtener un determinado tamaño de abertura utilizando un menor número de elementos. A modo de ejemplo, en [2] y [3] partiendo de un array lineal simétrico de tamaño 100λ con elementos uniformemente excitados y separados $\lambda/2$, se eliminaron elementos del array (técnica que se conoce con el nombre de *array thinning*) con el fin de reducir el nivel de lóbulos laterales del diagrama resultante. Tras el proceso de optimización, se obtuvieron *SLLs* de -22.1 y -22.4 dB utilizando algoritmos genéticos [2] y algoritmos PSO (*Particle Swarm Optimization*) [3], respectivamente, siendo en ambos casos el factor de relleno (número de elementos del array resultante dividido entre el número de elementos del array inicial con interespaciado $\lambda/2$). Si no se impone ninguna restricción a la separación de los elementos, es posible sintetizar un diagrama suma con un *SLL* de -22.7 dB utilizando un array lineal de solamente 10 elementos y con alimentación uniforme, aunque a costa de permitir distancias entre elementos de sólo 0.2λ , lo que cuestiona la utilidad de esta solución [4]. En [5] y [6], se sintetizaron diagramas con *SLL* de -23.7 dB con arrays de 139 elementos utilizando algoritmos genéticos (partiendo de soluciones obtenidas mediante conjuntos de diferencias cíclicas *-CDS-*), aunque sin imponer ningún tipo de simetría a las excitaciones del array. Finalmente, cabe destacar, literatura antigua pero de gran interés sobre arrays no uniformemente espaciados como el libro de Steinberg's [7] o las referencias [5] y [6] anteriormente citadas.

Por otro lado, la construcción de un array dividiéndolo en un conjunto de subarrays más pequeños también presenta una serie de ventajas, que van desde la simplificación de las redes de alimentación a la reducción de los costes de fabricación [8]. Para el diseñador, una ventaja de la utilización de subarrays es que permite mejorar la eficiencia computacional del problema

al reducir notablemente el tamaño del espacio de búsqueda del algoritmo de optimización empleado en el proceso de diseño, especialmente en el caso de arrays con un gran número de elementos, como son los arrays planos.

En este capítulo se llevará a cabo el diseño de agrupaciones de antenas formadas por un número reducido de subarrays lineales con una separación entre elementos que es común para todos los elementos del subarray, pero que varía de un subarray a otro. En el proceso, se utilizará el método de *simulated annealing* [9] para optimizar tanto la separación entre elementos como el tamaño de cada subarray. El método se aplicará a un array lineal de tamaño 100λ , obteniendo resultados que mejorarán notablemente los mencionados en [2,3]. Además, se presentarán los resultados obtenidos utilizando arrays planos con contorno cuadrado de lado 10λ . Por último, se considerará un array circular de diámetro 25λ para el cual se tendrá en cuenta el factor elemento y la posibilidad de realizar barrido electrónico de haz.

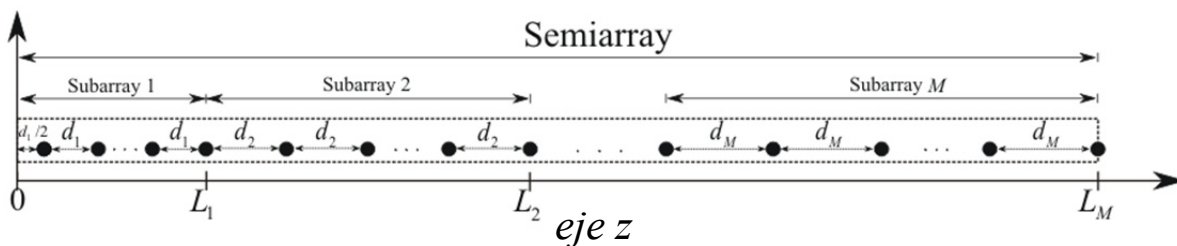


Fig. 2.1. Definición de los parámetros de un semiarray lineal y de sus subarrays.

2.2 Método

A lo largo de este capítulo, denominaremos “semiarray” a la mitad de un array lineal que es simétrico respecto a su centro. Por otro lado, un “subarray” de un semiarray es un segmento de éste cuyos elementos radiantes están separados una distancia común. La geometría utilizada se observa en la Fig. 2.1: el primer elemento del primer subarray se encuentra a una distancia $d_1/2$ del centro del array, siendo d_1 el espaciado entre los elementos de este subarray. A continuación del último de sus elementos y a una distancia d_2 comienza el segundo subarray,

siendo d_2 la correspondiente distancia entre los elementos de dicho subarray. Este proceso se repite hasta el final del semiarray.

2.2.1 Arrays lineales

El factor array de un array lineal con excitación uniforme, situado a lo largo del eje z , simétrico en torno al plano $z=0$ y formado por $2M$ subarrays, cuyos elementos están uniformemente espaciados, está dado por

$$F(\theta) = 2 \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^{N_m} \cos(kz_{m,n} \cos \theta) \quad (2.1)$$

siendo N_m el número de elementos del subarray m -ésimo de cada semiarray, k la constante de propagación, θ el ángulo medido desde el eje del array y $z_{m,n}$ la distancia del elemento n -ésimo del subarray m al centro del array. Si el espaciado entre elementos en el subarray m -ésimo es d_m y la distancia a su extremo más alejado del centro del array es L_m , entonces el número de elementos que contiene es:

$$N_1 = \frac{L_1}{d_1} + \frac{1}{2} \quad (2.2)$$

$$N_m = \frac{L_m - L_{m-1}}{d_m} \quad (m > 1)$$

y

$$z_{1,n} = (n - \frac{1}{2})d_1 \quad (2.3)$$

$$z_{m,n} = L_{m-1} + nd_m \quad (m > 1)$$

Una vez fijados M y la longitud máxima permitida del semiarray, L_T , contamos con un total de $2M-1$ incógnitas L_m ($1 \leq m \leq M-1$) y d_m ($1 \leq m \leq M$) que se calculan minimizando una función de coste tal y como se detalla posteriormente.

Con el fin de contar con diseños más realistas, en algunos de los ejemplos se considera que los elementos radiantes del array son dipolos de longitud $\lambda/2$, radio 0.005λ , alimentados con voltaje uniforme y situados a una distancia $\lambda/4$ de un plano a tierra que elimina la radiación hacia atrás. En este caso, en cada configuración analizada en el proceso de optimización, es necesario tener en cuenta el acoplo mutuo para calcular las corrientes reales de los dipolos. Para este propósito, se utilizan las expresiones de Hansen [10] (dichas expresiones asumen que la distribución de corrientes sobre los dipolos es sinusoidal) para calcular la matriz de impedancias $[Z]$, que posteriormente se invierte para obtener las corrientes de cada dipolo:

$$[I] = [Z]^{-1}[V] \quad (2.4)$$

donde $[I]$ es el vector que contiene las corrientes de excitación de cada dipolo, y $[V]$ es el vector de los voltajes aplicados a cada dipolo que, en nuestro caso, son todos iguales a 1, puesto que estamos considerando alimentación uniforme para todos los elementos del array. Finalmente, el diagrama de radiación se calcula multiplicando el factor array (2.1) por el factor elemento y teniendo en cuenta la corriente de cada dipolo:

$$F(\theta) = f_e(\theta, \phi) \times 2 \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^{N_m} \cos(kz_{m,n} \cos \theta) \quad (2.5)$$

en donde $I_{m,n}$, es la corriente el n -ésimo elemento del subarray m , que se obtiene en (2.4) y f_e es el factor elemento, o diagrama del elemento correspondiente a un dipolo de longitud $\lambda/2$ situado frente a un plano a tierra [11].

2.2.2 Arrays planos

En esta sección se utilizan los arrays lineales descritos en el apartado anterior como punto de partida para llevar a cabo un diseño modular de arrays planos que resulta muy eficiente desde el punto de vista computacional. Así, un posible diseño consiste en combinar arrays lineales de modo que cada cuadrante de un array cuadrado, situado en el plano $z=0$, se compone

de $N = \sum_{m=1}^M N_m$ semiarrays lineales idénticos que se distribuyen paralelos al eje x con una separación vertical idéntica a la que muestran los elementos de cada uno de los semiarrays en la dirección x . La Fig. 2.2 muestra la geometría de un cuadrante del array. El factor array para este diseño viene dado por la expresión

$$F(\theta, \phi) = 4 \times \sum_{m_X=1}^M \sum_{n_X=1}^{N_{m_X}} \sum_{m_Y=1}^M \sum_{n_Y=1}^{N_{m_Y}} \cos(\psi x_{m_X, n_X} \cos \phi) \cos(\psi y_{m_Y, n_Y} \sin \phi) \quad (2.6)$$

donde x_{m_X, n_X} es la distancia del elemento n -ésimo del subarray m al eje y , $y_{m_Y, n_Y} = x_{m_X, n_X}$ si $m_X = m_Y$ y $n_X = n_Y$ (ver Fig. 2.2) y $\psi = k \sin \theta$. Este diseño conduce a un array plano separable para el cual el número de incógnitas a optimizar es el mismo que en el caso de los arrays lineales, $2M - 1$.

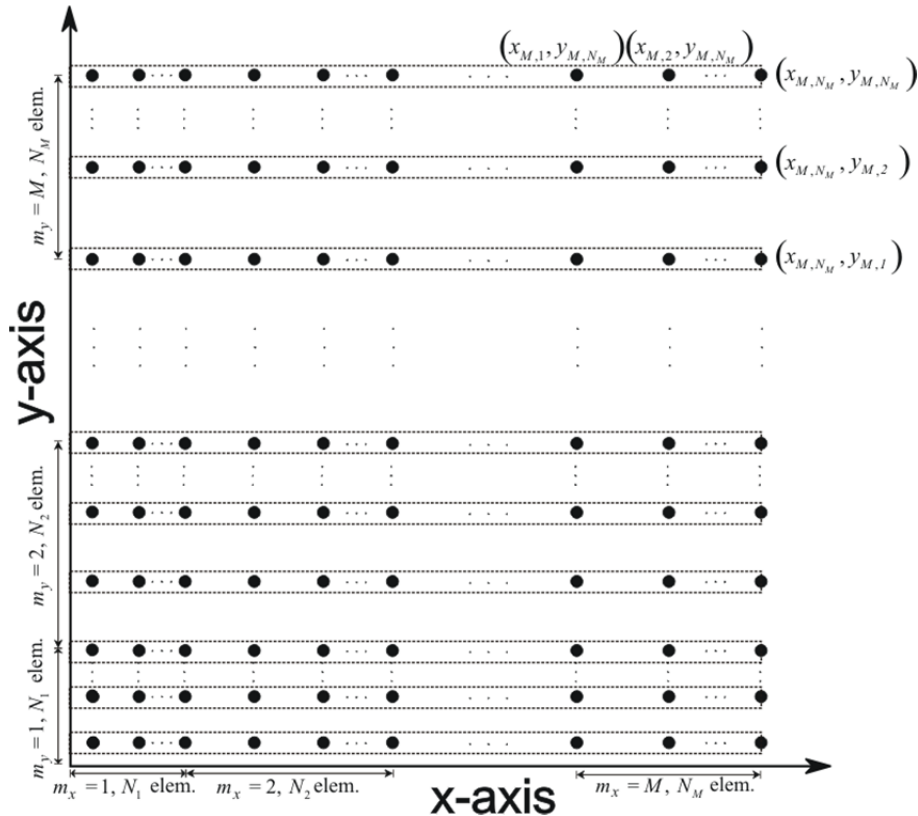


Fig. 2.2. Esquema de un cuadrante del array plano cuadrado construido combinando semiarrays lineales (ver sección 2.2.2).

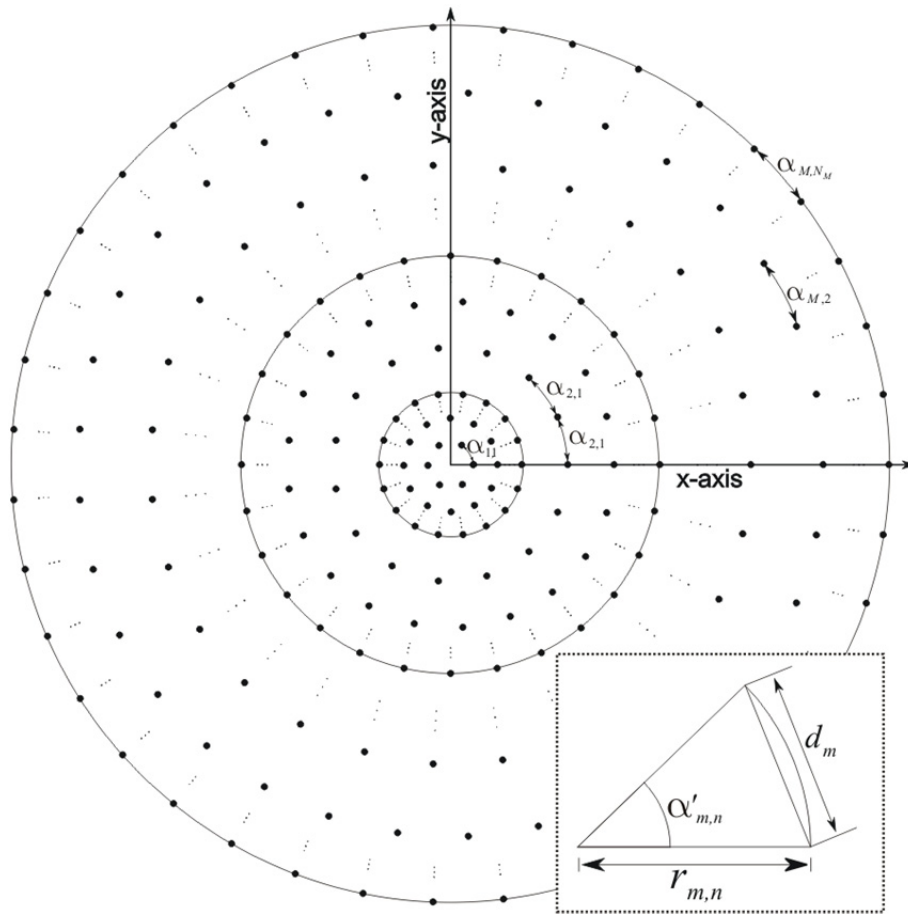


Fig. 2.3. Disposición de los elementos para un array circular plano construido a partir de un semiarray lineal (ver sección 2.2.2).

Como ejemplo de array no separable, se propone el diseño de array circular que también cuenta con el mismo número de incógnitas que el caso anterior. Este array, cuyo esquema aparece en la Fig. 2.3, se construye del modo siguiente. En primer lugar situamos, a lo largo del eje x y comenzando en el origen, un semiarray similar a los considerados en los diseños previos, que denominaremos “semiarray base”. A continuación, en el plano $z=0$, dibujamos círculos concéntricos con respecto al origen de forma que pasen por cada uno de los elementos de dicho semiarray. Finalmente, en cada uno de estos círculos, distribuimos elementos con separación uniforme tratando de que la distancia entre elementos sea lo más próxima posible a la correspondiente del subarray en el semiarray base por cuyo elemento pasa el círculo considerado. Normalmente esta distancia es ligeramente mayor que la del subarray puesto que

es necesario colocar un número entero de elementos en cada círculo. Así, el número $N_{m,n}$ de elementos en un círculo de radio $r_{m,n}$ que pasa por el (m,n) -ésimo elemento del semiarray base (el n -ésimo elemento del m -ésimo subarray) es $\lfloor 2\pi/\alpha'_{m,n} \rfloor$ (la parte entera de $2\pi/\alpha'_{m,n}$), donde $\alpha'_{m,n} = 2 \arcsen\left(\frac{1}{2} \frac{d_m}{r_{m,n}}\right)$ y la separación angular entre elementos sucesivos es $\alpha_{m,n} = 2\pi / N_{m,n}$.

El factor array para este diseño está dado por:

$$F(\theta, \phi) = \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^{N_m} \sum_{l=0}^{N_{m,n}-1} \exp\{j\psi r_{m,n} [\cos(l\alpha_{m,n}) \cos\phi + \sin(l\alpha_{m,n}) \sin\phi]\} \quad (2.7)$$

El diseño final de este array circular se obtiene tras optimizar el semiarray base con el fin de conseguir unas prestaciones del array circular que satisfagan las especificaciones del diseño.

2.3 Optimización

Todos los diseños descritos anteriormente se optimizan tras fijar tanto el número de subarrays, M , como la longitud del semiarray, L_T . Tal y como se ha señalado anteriormente, tenemos un total de $2M-1$ incógnitas en la optimización de la geometría del semiarray lineal tomado como punto de partida: $M-1$ longitudes de subarrays L_m ($m \leq M-1$) y M distancias de separación entre los elementos de cada subarray d_m ($m \leq M$). En el proceso de optimización se parte de un valor inicial para dichas incógnitas y se impone la restricción de que $d_m \geq \lambda/2$ para evitar un acoplo excesivo entre los elementos radiantes. Nótese que la longitud del último subarray L_M , se calcula directamente utilizando la condición de que la longitud del semiarray obtenido no supere L_T . Esto implica que el número de elementos del último subarray está dado por la siguiente expresión:

$$N_M = \left\lfloor \frac{L_T - L_{M-1}}{d_M} \right\rfloor \quad (2.8)$$

mientras que el número de elementos del resto de los subarrays se calcula mediante (2.2).

La optimización se ha llevado a cabo mediante la técnica de *simulated annealing* (SA) [9] a través de la minimización de una función de coste que penaliza la desviación del nivel de lóbulos laterales obtenido para una determinada geometría (SLL), respecto a un determinado nivel deseado SLL_d :

$$C(L_1, \dots, L_{M-1}, d_1, \dots, d_M) = (SLL - SLL_d)^2 \quad (2.9)$$

en donde SLL_d es un valor pseudo-objetivo que se fija por debajo del valor que realmente puede ser obtenido (según nuestra experiencia, esta estrategia mejora la eficiencia en el proceso de optimización). Modificando de forma apropiada la función de coste, es posible incluir otros criterios en la optimización como, por ejemplo, la directividad del diagrama de radiación.

En los ejemplos que se presentan en la siguiente sección, se consideraron configuraciones de 3 subarrays ($M=3$). Para arrays de gran tamaño, un mayor número de subarrays permitiría, en teoría, mejorar los resultados. Sin embargo, la condición $d_m \geq \lambda/2$ restringe los valores de M , puesto que 2 subarrays adyacentes con valores de d_m muy similares no permitirían obtener unas prestaciones muy superiores a las obtenidas mediante un único subarray con un valor de d_m intermedio.

En todas las optimizaciones, el algoritmo de *simulated annealing* partió de una temperatura de 100 que se reduce en un 20% en cada paso (es decir, $T := 0.8 \cdot T$), y para cada valor de temperatura se probaron 25 configuraciones (la “temperatura” en el *simulated annealing* es un parámetro que controla la aleatoriedad que se utiliza a la hora de muestrear el espacio de soluciones). Las optimizaciones fueron llevadas a cabo en un PC de sobremesa equipado con un procesador Intel Core 2 Duo a 2.4 GHz. cuyos tiempos de computación se detallan posteriormente para cada uno de los ejemplos presentados.

2.4 Resultados

2.4.1 Array lineal de longitud 100λ

En este ejemplo se fija $L_T = 50\lambda$ (longitud máxima del semiarray) y $M = 3$, por lo que dividiremos el semiarray en 3 subarrays. Aplicando el proceso de optimización, sintetizamos un array lineal formado por un total de 148 elementos con alimentación uniforme en menos de 3 minutos. El diagrama de radiación sintetizado presenta un SLL de -23.7 (Fig. 2.4), que es 1.3 dB inferior al obtenido mediante el array de 154 elementos descrito en [3], y una directividad mejor (22.6 dB frente a 21.9 dB, que representa el 91% frente al 77% de la directividad máxima de un array lineal del mismo tamaño, pero con 200 elementos equiespaciados $\lambda/2$ -23 dB-). La geometría de la antena resultante es la siguiente: el primer subarray consta de 30 elementos equiespaciados $\lambda/2$, el segundo de 23 a 0.60λ y el tercero de 21 separados 0.97λ .

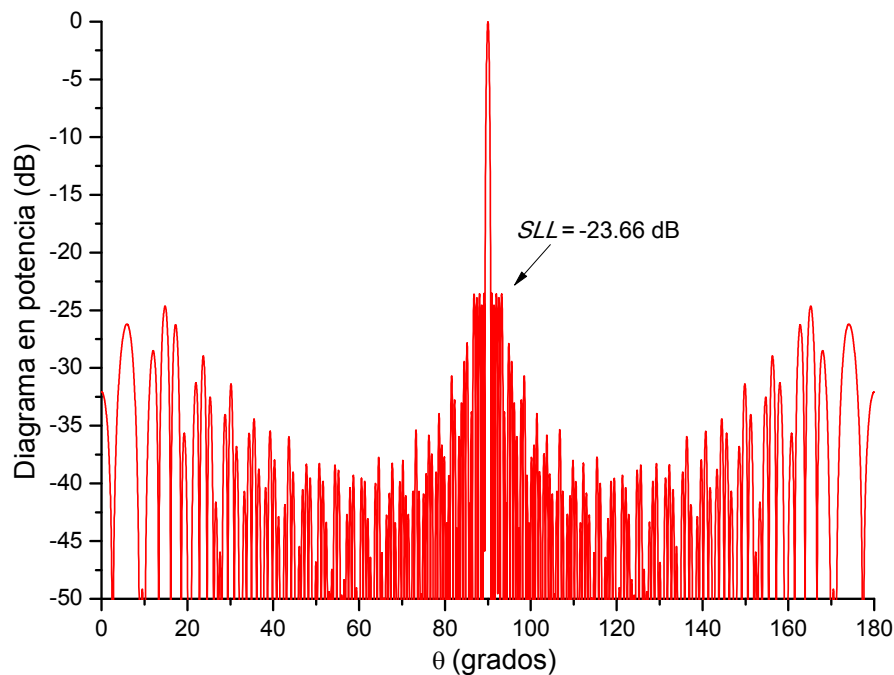


Fig. 2.4. Diagrama de radiación del array lineal de longitud 100λ ($L_T = 50\lambda$) con $L_M = 48.95\lambda$, $M = 3$ y 148 elementos isotrópicos.

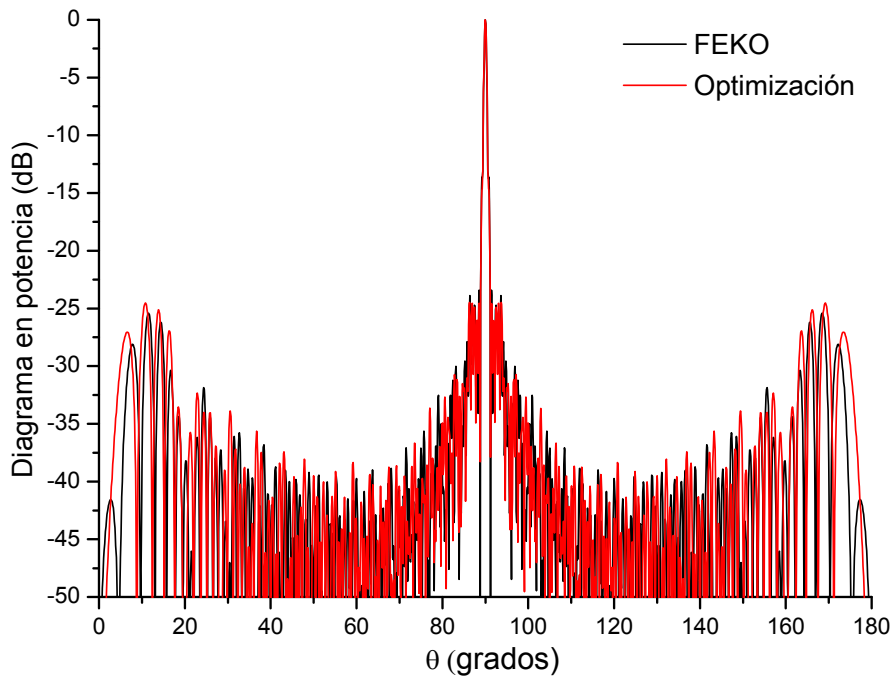


Fig. 2.5. Diagrama de radiación de array lineal de tamaño 100λ , formado por 132 dipolos de radio 0.005λ y situado a una distancia $\lambda/4$ de un plano a tierra. Línea roja: diagrama obtenido en la optimización, teniendo en cuenta el acoplo mutuo y considerando $L_T = 50 \lambda$ y $M = 3$ ($L_M = 48.95 \lambda$). Línea negra: diagrama obtenido en el FEKO tras simular el array optimizado.

2.4.2 Array lineal de dipolos con plano de tierra de longitud 100λ

En este caso los elementos del array son dipolos de longitud $\lambda/2$, radio 0.005λ , alimentados con voltaje uniforme y situados a una distancia $\lambda/4$ de un plano a tierra. Como se ha señalado, se utilizará (2.4) para calcular las corrientes de excitación de cada dipolo y posteriormente (2.5) para calcular el diagrama de radiación.

Al igual que en el ejemplo anterior, tomaremos $L_T = 50 \lambda$ como longitud máxima del semiarray, que estará formado por 3 subarrays ($M=3$). Tras el proceso de optimización, llevado a cabo en un tiempo de computación inferior a 3 minutos, se obtiene una antenna formada por 132 elementos uniformemente excitados que genera un diagrama de radiación con un *SLL* de -24.5 dB y una directividad de 29.3 dB (representa el 86.3% de la directividad de un array lineal del mismo tamaño, pero constituido por 200 dipolos separados $\lambda/2$). El primer subarray

del semiarray resultante contiene 32 elementos separados 0.62λ , el segundo 19 separados 0.86λ y el tercero 15 elementos a una distancia de 1.00λ .

Posteriormente, se utilizó el programa de simulación electromagnética FEKO [12] para simular este array de dipolos, obteniendo un diagrama de radiación con un nivel de lóbulos laterales de -23.4 dB y una directividad de 29.4 dB. En la Fig. 2.5 se observa que el diagrama obtenido en esta simulación es muy similar al obtenido previamente en el proceso de optimización, lo que valida el modelo utilizado.

2.4.3 Array lineal de dipolos con plano de tierra de longitud 100λ y capacidad de barrido

En este ejemplo, se considera de nuevo un array lineal de dipolos, con amplitud de excitación uniforme y una longitud máxima de 100λ , pero cuyo haz principal se mueve en unos determinados ángulos de barrido α , introduciendo para ello una fase progresiva a cada uno de los elementos del array que está dada por:

$$\psi_i = kz'_i \cos \alpha \quad (2.10)$$

siendo z'_i la distancia del elemento i -ésimo al extremo del array.

En el proceso se optimizó la geometría del array minimizando el nivel máximo de SLL en todo el rango de barrido, esto es, se minimizó $\max_{\alpha} \{SLL(\alpha)\}$, donde α , el ángulo de barrido medido desde la dirección de *broadside*, varía en el intervalo $[0, \alpha_{\max}]$ en pasos de 1° (valores de $\alpha_{\max} = 0^\circ$ - 10°) ó 2° ($\alpha_{\max} = 15^\circ$ o 30°). En la tabla 2.1 se muestra el SLL máximo $-SLL_{\max}(\alpha)$ y la directividad mínima $-D_{\min}(\alpha)$ en el rango de barrido correspondiente a distintos valores de α_{\max} . El SLL aumenta unos 3.5 dB incluso para un barrido máximo de sólo 2° ($\alpha_{\max} = 2^\circ$), aunque para valores mayores de α_{\max} el nivel de lóbulos laterales aumenta más lentamente. Sin embargo, la directividad varía relativamente poco. El proceso de optimización utilizando un ángulo de barrido de 30° , que es el caso más desfavorable, requirió menos de 5 minutos. A

modo de comparación, en la tabla 2.1 también se muestran los resultados obtenidos utilizando FEKO [12] para cada una de las antenas obtenidas en las distintas optimizaciones.

Tabla 2.1. Prestaciones de un array lineal de longitud 100λ y formado por dipolos situados frente a un plano a tierra, cuando se optimiza el SLL para varios ángulos de barrido $\pm\alpha_{\max}$, teniendo en cuenta el acoplo mutuo.

α_{\max}	Optimización		FEKO	
	$SLL_{\max}(\alpha)$ (dB)	$D_{\min}(\alpha)$ (dB)	$SLL_{\max}(\alpha)$ (dB)	$D_{\min}(\alpha)$ (dB)
0°	-24.5	29.3	-23.4	29.4
2°	-21.0	28.3	-20.2	28.3
4°	-20.6	28.6	-20.4	28.6
10°	-20.1	28.5	-19.5	28.6
15°	-20.1	28.5	-19.2	28.5
30°	-19.7	28.2	-19.5	28.3

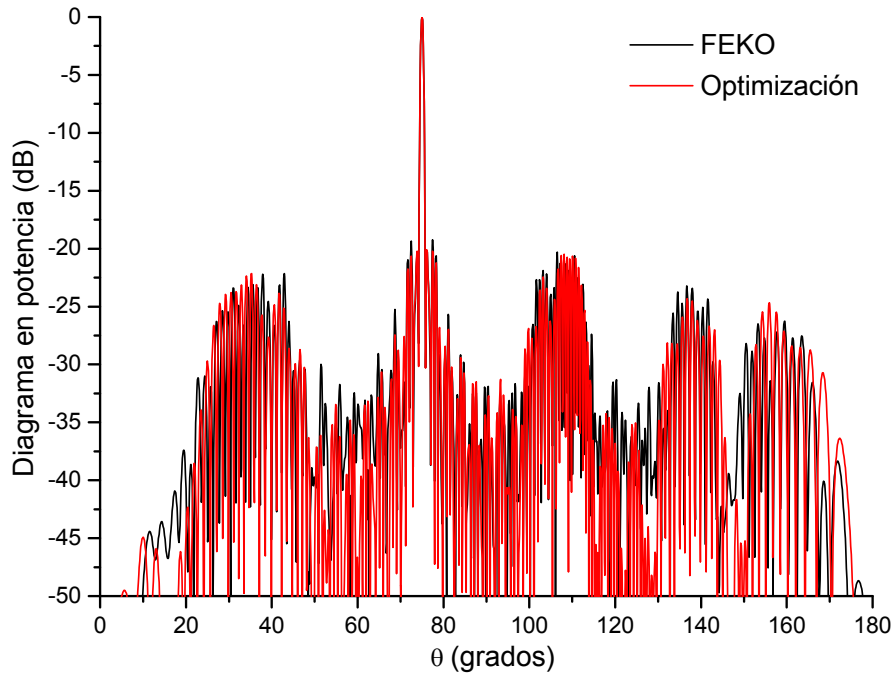


Fig. 2.6. Diagrama de radiación de array lineal de tamaño 100λ , formado por 108 dipolos de radio 0.005λ y situado a una distancia $\lambda/2$ de un plano a tierra, para un ángulo de barrido de 15 grados. Línea roja: diagrama obtenido en la optimización, teniendo en cuenta el acoplo mutuo y considerando $L_T=50\lambda$ y $M=3$ ($L_M=48.95\lambda$). Línea negra: diagrama obtenido en el FEKO tras simular el array optimizado.

En la Fig. 2.6. se muestran los diagramas de radiación resultantes para un ángulo de barrido de 15 grados. Como se puede observar, el diagrama calculado en la optimización y el diagrama obtenido con el programa FEKO [12] guardan una buena analogía.

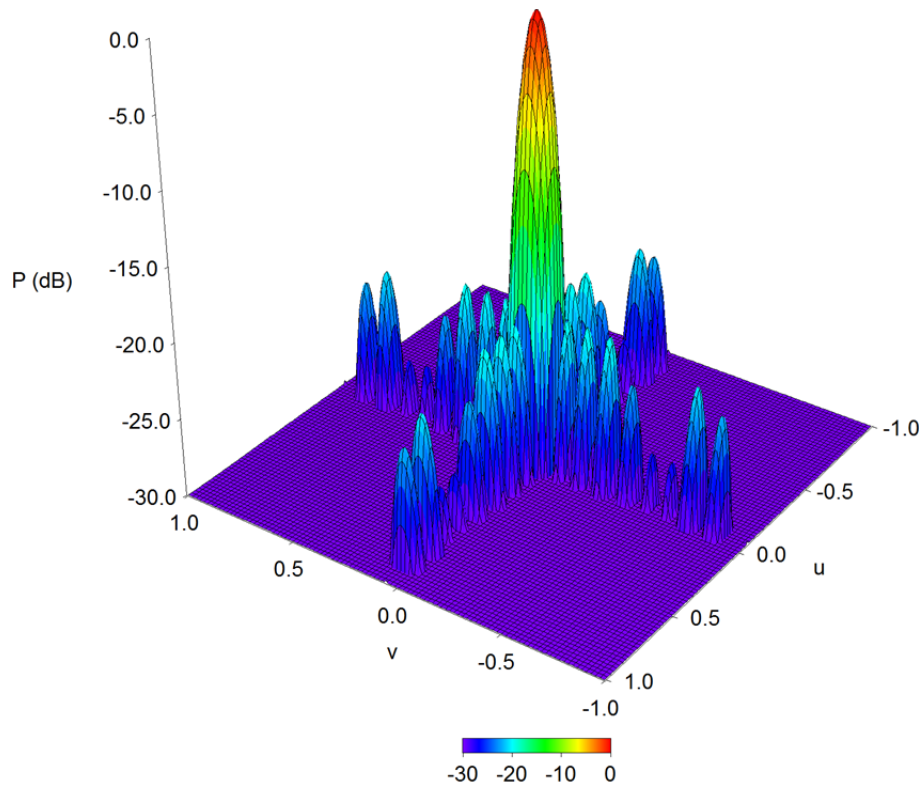


Fig. 2.7. Diagrama de radiación del array plano cuadrado de tamaño “ 10λ ” con 256 elementos isotrópicos ($u=\sin\theta \cos\phi$, $v=\sin\theta \sin\phi$).

2.4.4 Array plano cuadrado de tamaño 10λ

En este ejemplo, se diseña un array plano siguiendo el procedimiento descrito en la sección 2.2.2. El semiarrray utilizado en la composición del array plano tiene una longitud máxima de 5λ y consta de 3 subarrays ($L_T=5\lambda$, $M=3$) formados por elementos isotrópicos y con excitación uniforme. Tras el proceso de optimización, completado en menos de 1 minuto, obtenemos un array cuadrado de 256 elementos con un tamaño final de $9.2\lambda \times 9.2\lambda$. El diagrama correspondiente, mostrado en la Fig. 2.7, presenta un *SLL* de -19.3 dB (6 dB por debajo del *SLL*

obtenido utilizando un array cuadrado de tamaño similar, pero con 400 elementos equiespaciados $\lambda/2$). La directividad es de 30.4 dB, que representa el 90% de la directividad obtenida con un array de 400 elementos equiespaciados $\lambda/2$ y el 96% de la obtenida utilizando una distribución de abertura del mismo tamaño y forma con alimentación uniforme. El primer subarray del semiarray optimizado está formado por 3 elementos equiespaciados $\lambda/2$, el segundo por 2 elementos separados 0.55λ y el tercero por 3 elementos a 0.78λ .

2.4.5 Array circular de diámetro 25λ

En esta configuración circular plana, se parte de un semiarray lineal con $L_T = 12.5 \lambda$ y $M=3$, formado por elementos isotrópicos y con excitación uniforme. Tras todo el proceso de optimización, se obtiene, en tan solo 2 minutos, un array circular de 918 elementos con un radio de 11.87λ . En la Fig. 2.8 se muestra el diagrama resultante, que presenta un SLL de -31.0 dB y una directividad de 35.4 dB (que representa el 61.7% de la directividad de un array circular de 1798 elementos construido con la misma técnica utilizando un semiarray de 25 elementos equiespaciados $\lambda/2$, y un 56.2% de la directividad de una distribución de abertura del mismo tamaño y forma con alimentación uniforme). La configuración de elementos del array lineal del que se parte para la construcción del array circular tal y como se explica en la metodología (sección 2.2.2.) es la siguiente: el primer subarray del semiarray está formado por 10 elementos equiespaciados $\lambda/2$, el segundo por 6 elementos a 0.67λ , y el tercero 3 elementos separados 0.95λ . Utilizando esta configuración, se han realizado optimizaciones variando el número de subarrays M a 2, 4 y 5, pero no se ha obtenido ninguna mejora significativa en las características de la antena resultante.

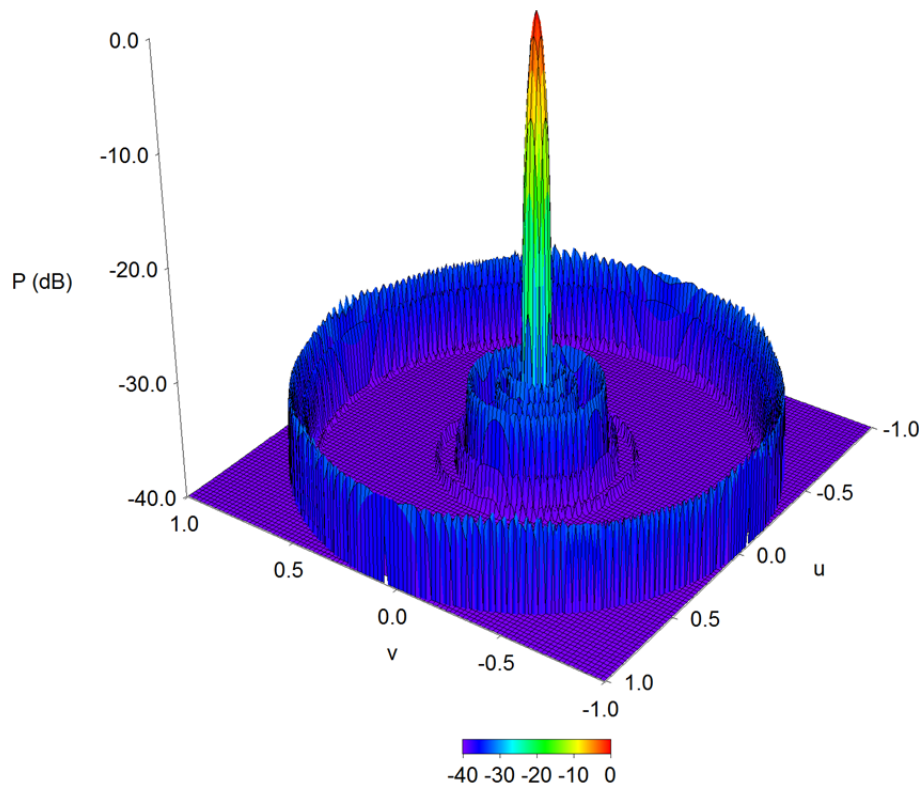


Fig. 2.8. Diagrama de radiación del array circular plano de radio " 25λ " compuesto de 918 elementos isotrópicos ($u=\sin\theta \cos\phi$, $v=\sin\theta \sin\phi$).

2.4.6 Array circular de diámetro 25λ y formado por elementos con factor $\cos\theta$

Como último ejemplo de esta técnica, se propone un array plano circular en el que se considera un factor elemento $\cos\theta$, lo que permitirá mejorar los resultados, especialmente en términos de directividad. Al igual que en el ejemplo anterior, partiremos de un semiarray con $L_T=12.5\lambda$ y $M=3$. Tras el proceso de optimización, obtenemos una antena de 910 elementos uniformemente excitados con un SLL de -32.2 dB (Fig. 2.9) y una directividad de 36.3 dB (que representa el 74.1% de la directividad de un array circular de 1798 elementos construido del mismo modo pero partiendo de un semiarray 25 elementos equiespaciados $\lambda/2$; y un 69.2% de la directividad de una distribución de abertura del mismo tamaño y forma con alimentación

uniforme). La geometría del semiarray resultante es la siguiente: el primer subarray está formado por 11 elementos equiespaciados 0.5λ , el segundo por 5 elementos equiespaciados 0.67λ , y el tercero por 3 elementos separados 1.0λ . El tiempo de computación en este ejemplo fue de 2 minutos. Por otra parte, cabe destacar que, con la configuración obtenida, es posible realizar un barrido de haz hasta la posición $u=0.06$, $v=0.03$ (suficiente para dar cobertura a Europa desde un satélite geoestacionario), manteniendo un nivel de lóbulos laterales por debajo de -31 dB, aunque dicha configuración no ha sido optimizada para realizar barridos de haz.

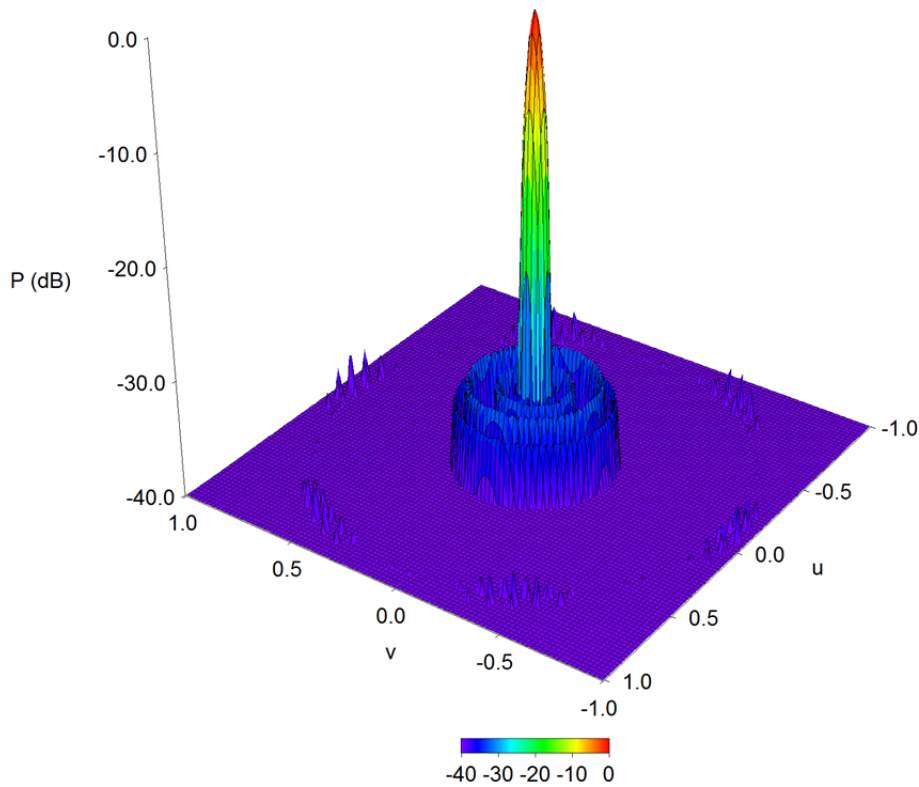


Fig. 2.9. Diagrama de radiación de un array plano circular de radio 25λ compuesto de 910 elementos teniendo en cuenta un factor elemento $\cos\theta$ ($u = \sin\theta \cos\phi$, $v = \sin\theta \sin\phi$).

2.5 Conclusiones

Se ha descrito un nuevo método para el diseño de arrays lineales y planos con alimentación uniforme y formados por un número reducido de subarrays que difieren en el interespaciado entre sus elementos, valor al que, en proceso de optimización, se le impuso la restricción de que fuese mayor o igual a 0.5λ , con el fin de minimizar el acoplo mutuo. Esta metodología permite simplificar la red de alimentación y reducir los costes de fabricación. Dicha técnica conlleva un problema de optimización de baja dimensionalidad que se resuelve de forma rápida y eficaz utilizando la técnica de optimización de *simulated annealing*. El método también permite llevar a cabo la síntesis teniendo en cuenta el desapuntamiento del haz, lo que permite obtener la geometría del array óptima cuando se realiza un barrido del haz o *scanning* en unas direcciones determinadas. Los resultados obtenidos en el método descrito han sido validados utilizando el simulador electromagnético FEKO.

2.6 Referencias

- [1] G. Tosso, C. Mangenot, and A. G. Roederer, "Sparse and Thinned Arrays for Multiple Beam Satellite Applications", 29th ESA Antenna Workshop on Multiple Beams and Reconfigurable Antenna, pp. 207-210, Noordwijk, The Netherlands, 18-20 April 2007.
- [2] R. L. Haupt, "Thinned arrays using genetic algorithms" *Chapter 4 in Electromagnetic Optimization by Genetic Algorithms*, Y. Rahmat-Samii and E. Michielssen (eds.), New York: Wiley, 1999.
- [3] J. Nanbo and Y. Rahmat-Samii, "Advances in Particle Swarm Optimization for Antenna Designs: Real-Number, Binary, Single Objective and Multiobjective Implementations", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 55, no. 3, pp. 556-567, 2007.
- [4] E. Rajo-Iglesias and O. Quevedo-Teruel, "Linear Array Synthesis Using an ant-colony-optimization-based algorithm", *IEEE Antennas Propagat. Mag.*, vol. 49, no. 2, pp. 70-79, 2007.

- [5] D. G. Leeper, “Isophoric arrays - Massively thinned phased arrays with well-controlled sidelobes”, *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 47, no. 12, pp. 1825-1835, 1999.
- [6] S. Caorsi, A. Lommi, A. Massa, and M. Pastorino, “Peak sidelobe level reduction with a hybrid approach based on GAs and difference sets”, *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 52, no. 4, pp 1116-1121, 2004.
- [7] B.D. Steinberg, *Principles of aperture and array system design: Including random and adaptive arrays*, New York: Wiley-Interscience, 1976.
- [8] R. L. Haupt: “Optimized Weighting of Uniform Subarrays of Unequal Sizes”, *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 55, no. 4, pp 1207-1210, 2007.
- [9] W. H. Press, B. P. Flannery, S. A. Teukolsky, and W. T. Vetterling, *Numerical Recipes: The Art of Scientific Computing*, 3rd ed. New York: Cambridge University Press, pp. 549-555, 2007.
- [10] R. C. Hansen, “Formulation of echelon dipole mutual impedance for parasitic elements for reducing sidelobes”, *U.S. Patent application* 2001/0050654 A1, Dec. 2001.
- [11] R. S. Elliott, *Antenna Theory and Design*, Rev. Ed., John Wiley and Sons, Inc., New Jersey, 2003.
- [12] FEKO Suite 5.2, EM Software and Systems (www.feko.info), 2006.

Capítulo 3: Síntesis de diagramas suma y diferencia fijando una zona común en sus distribuciones de abertura

3.1 Resumen

En este capítulo se presentarán dos técnicas de síntesis de diagramas suma y diferencia utilizando distribuciones de abertura con una zona común en sus extremos, lo que permitirá simplificar el diseño de las redes de alimentación de las antenas utilizadas en aplicaciones de radar monopulso o en otras aplicaciones que requieran la utilización de este tipo de diagramas. En la primera de las técnicas propuestas, basada en la técnica de “simulated annealing”, se buscarán distribuciones de abertura de tipo Taylor y Bayliss que compartan una zona común, tratando de maximizar tanto el tamaño de dicha zona como las prestaciones de los diagramas obtenidos. Posteriormente, se extenderá esta técnica a la utilización de subarrays, lo que permitirá sintetizar, utilizando algoritmos genéticos, diagramas suma y diferencia de altas prestaciones agrupando en subarrays los elementos cercanos al centro del array y utilizando en los elementos restantes excitaciones comunes para los canales suma y diferencia. Esto simplificará notablemente las redes de alimentación de los arrays resultantes sin sacrificar las prestaciones de los diagramas de radiación.

3.2 Distribuciones continuas de abertura

3.2.1 Introducción

Como es sabido, existen aplicaciones como son los sistemas de seguimiento y búsqueda o los radares de tipo monopulso que utilizan antenas que han de generar diagramas suma y diferencia. Estos sistemas mueven el posicionador de la antena hasta que la señal en los canales diferencia alcanza un mínimo, haciendo así que el canal principal apunte con precisión al punto objetivo (Fig. 3.1). Con el fin de conseguir la precisión deseada, estas antenas han de generar diagramas suma y diferencia con bajo nivel de lóbulos laterales, alta directividad, ancho de haz reducido, etc. Estas características, muy importantes para la consecución de un radar monopulso de altas prestaciones, no siempre pueden conseguirse simultáneamente para ambos diagramas sin complicar excesivamente el diseño de la red formadora de haz.

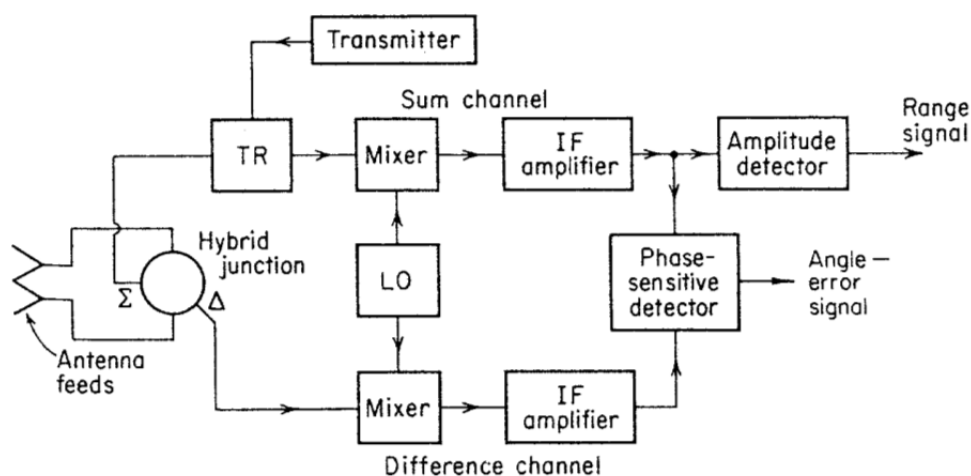


Fig. 3.1. Diagrama de bloques de una antena monopulso para el rastreo en dos dimensiones (una señal distancia y otra de error angular).

Las distribuciones de abertura que producen diagramas suma de altas prestaciones, p. ej. las distribuciones de Taylor, son muy diferentes de las que producen buenos diagramas diferencia, como, por ejemplo, las distribuciones de Bayliss [1]. Teóricamente, podrían utilizarse dos conjuntos de excitaciones independientes en los canales suma y diferencia de este tipo de antenas, con el fin de conseguir buenas prestaciones en ambos diagramas de radiación. Sin embargo, esta solución requiere una red de alimentación demasiado compleja como para que el diseño sea factible [1]. Una forma de abordar este problema es mediante el uso de subarrays [2], que se tratará en la siguiente sección.

En [3] se demostró que, para determinados valores de ciertos parámetros de diseño como son el nivel de lóbulos laterales o el índice de transición, las distribuciones de abertura correspondientes a diagramas Bayliss y Chebyshev son muy similares en sus extremos. Sin embargo, en dicho trabajo, no se utilizaron distribuciones de Taylor, ni se llevó a cabo ningún tipo de optimización o búsqueda de una solución de compromiso entre las dos distribuciones propuestas. El método que se presenta en esta sección rellena este vacío permitiendo obtener una solución de compromiso entre los diagramas de Taylor y Bayliss: la técnica comienza fijando un diagrama Taylor y, a continuación, busca el diagrama Bayliss con las mejores prestaciones posibles, tratando de maximizar el tamaño de la zona común de ambas

distribuciones. Las configuraciones finales permitirán reducir la complejidad de la red de alimentación necesaria en este tipo de antenas.

3.2.2 Método

La expresión del diagrama de radiación suma de Taylor y de su correspondiente distribución de abertura viene dada por [4]:

$$S(u) = \frac{\text{sen} \pi u}{\pi u} \frac{\prod_{n=1}^{\bar{n}_T-1} (1 - u^2 / (u_n^T)^2)}{\prod_{n=1}^{\bar{n}_T-1} (1 - u^2 / n^2)} \quad (3.1)$$

$$g_s(\zeta) = \frac{1}{2a} \left[S(0) + 2 \sum_{m=1}^{\bar{n}_T-1} S(m) \cos \left(\frac{m\pi\zeta}{a} \right) \right] \quad (3.2)$$

donde $u_n^T = \bar{n}_T \left[A^2 + (n - 1/2)^2 \right]^{1/2} / \left[A^2 + (\bar{n}_T - 1/2)^2 \right]^{1/2}$ es la raíz del patrón, \bar{n}_T , denominado *índice de transición*, es una variable que marca la transición entre la región interior donde los lóbulos secundarios disminuyen ligeramente y la región exterior donde éstos caen con una pendiente de u^{-1} ; y A está relacionado con el nivel de lóbulos laterales (SLL), teniendo en cuenta que $\cosh(\pi A) = b$, siendo $20 \log_{10} b = SLL$. Además, $u = (2a / \lambda) \cos \theta$ hace referencia a la variable espacial angular θ , por lo que la abertura lineal se extiende en el rango $-a \leq \zeta \leq a$.

Por otro lado, el diagrama de radiación de Bayliss y su correspondiente distribución de abertura están dados por [4]:

$$D(u) = \pi u \cos \pi u \frac{\prod_{n=1}^{\bar{n}_B-1} \{1 - u^2 / (u_n^B)^2\}}{\prod_{n=1}^{\bar{n}_B-1} \{1 - [u / (n + 1/2)]^2\}} \quad (3.3)$$

$$g_D(\zeta) = \sum_{m=0}^{\bar{n}_B-1} D(m+1/2) \sin \left[(m+1/2) \frac{\pi\zeta}{a} \right] \quad (3.4)$$

Las fórmulas de Bayliss producen un diagrama de radiación diferencia análogo al diagrama de Taylor \bar{n}_B . Estos diagramas cuentan con la máxima pendiente alcanzable para un nivel de lóbulos laterales especificado y presentan una caída $1/u$ en la zona de lóbulos secundarios con el fin de proporcionar una abertura de altas prestaciones.

El objetivo de la técnica propuesta es encontrar dos distribuciones, una que genera un diagrama suma Taylor y otra un diagrama diferencia Bayliss, que compartan una región común en sus extremos. Se tratará de que dicha región sea lo más extensa posible, lo que equivale a buscar la cola de la distribución que mejor se ajuste a ambas configuraciones. Esta región común permite simplificar la complejidad del hardware de la red de alimentación cuando se muestrean dichas distribuciones para su aplicación al diseño de arrays de antenas.

El método comienza fijando una distribución de Taylor óptimo, para lo cual se escogen los valores adecuados de \bar{n}_T y SLL . Posteriormente, se fija el tamaño de la cola común mediante ξ (que representa el porcentaje del tamaño que ocupa la zona común con respecto a la longitud total de la distribución) y el índice \bar{n}_B de la distribución Bayliss. El método perturba las raíces del diagrama Bayliss con el fin de encontrar las raíces óptimas que minimicen la distancia entre la distribución Bayliss y Taylor en la zona de cola común, y al mismo tiempo, reduzcan el nivel de lóbulos laterales del diagrama diferencia.

La optimización se lleva a cabo utilizando el algoritmo de *Simulated Annealing* [5] que minimiza una función de coste C que depende de $\bar{n}_B - 1$ variables (esto es, del número de raíces de la distribución Bayliss) y que tiene en cuenta el nivel de lóbulos laterales deseado y la semejanza de las distribuciones de Taylor y Bayliss en la zona común:

$$C = c_1 (\Delta distrib)^2 + c_2 (\Delta SLL)^2 \quad (3.5)$$

siendo $\Delta_{distrib} = \sum_{l=a(1-\xi/100)}^a [g_s(l) - g_d(l)]$ la diferencia de las distribuciones en la zona común, $\Delta SLL = SLL_d - SLL_o$ la desviación entre el nivel de lóbulos laterales obtenido en la distribución Bayliss SLL_o y el nivel deseado SLL_d , y finalmente, c_1 y c_2 son los diferentes pesos asignados a cada uno de los factores. Cabe destacar que, durante todo el proceso de optimización, el valor de SLL_o se calcula utilizando la zona común de la distribución de Taylor con el fin de obtener un diagrama más realista y acorde al propósito de esta técnica.

3.2.3 Resultados

Para la aplicación de la técnica descrita anteriormente, escogemos una distribución de Taylor que produce un diagrama con un $SLL = -30$ dB y con $\bar{n}_T = 7$. La elección de \bar{n}_T se debe a que 7 es el mayor valor que permite una distribución monótona para el SLL escogido. En la Tabla 3.1 se muestran los resultados obtenidos usando diferentes valores de \bar{n}_B , así como el porcentaje de zona compartida ξ . D/D_0 es la directividad máxima del diagrama sintetizado (D) normalizada con respecto a la directividad del diagrama de Bayliss ideal (D_0) correspondiente a los valores de \bar{n}_B y SLL_d considerados. Del mismo modo, B/B_0 representa el ancho de haz del patrón sintetizado B normalizado con respecto al diagrama Bayliss ideal B_0 .

Tabla 3.1. Máximo nivel de lóbulos SLL_o , directividad máxima D/D_0 y ancho de haz B/B_0 normalizados para diferentes valores del tamaño de la zona común ξ y de \bar{n}_B .

SLL Taylor (dB)	\bar{n}_T	SLL_d (dB)	\bar{n}_B	$\xi = 50\%$			$\xi = 45\%$			$\xi = 40\%$		
				D/D_0	B/B_0	SLL_o (dB)	D/D_0	B/B_0	SLL_o (dB)	D/D_0	B/B_0	SLL_o (dB)
-30.0	7	-25.0	4	0.942	1.051	-23.8	0.963	1.036	-22.9	0.960	1.037	-23.2
-30.0	7	-25.0	5	0.951	1.043	-24.4	0.960	1.037	-24.8	0.964	1.031	-24.7
-30.0	7	-25.0	6	0.950	1.046	-24.5	0.956	1.037	-24.5	0.964	1.031	-25.0
-30.0	7	-25.0	7	0.952	1.043	-25.0	0.964	1.032	-25.0	0.963	1.032	-25.3

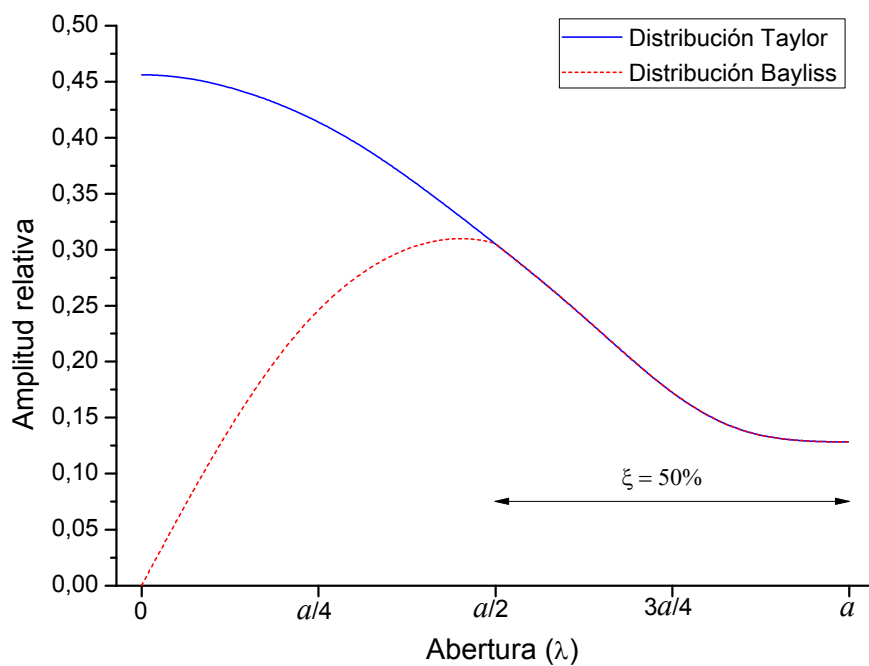


Fig. 3.2. Distribución de abertura Taylor $\bar{n}_T = 7$, $SLL = -30$ dB (línea azul) y Bayliss $\bar{n}_B = 6$ con $\xi = 50\%$ (línea roja).

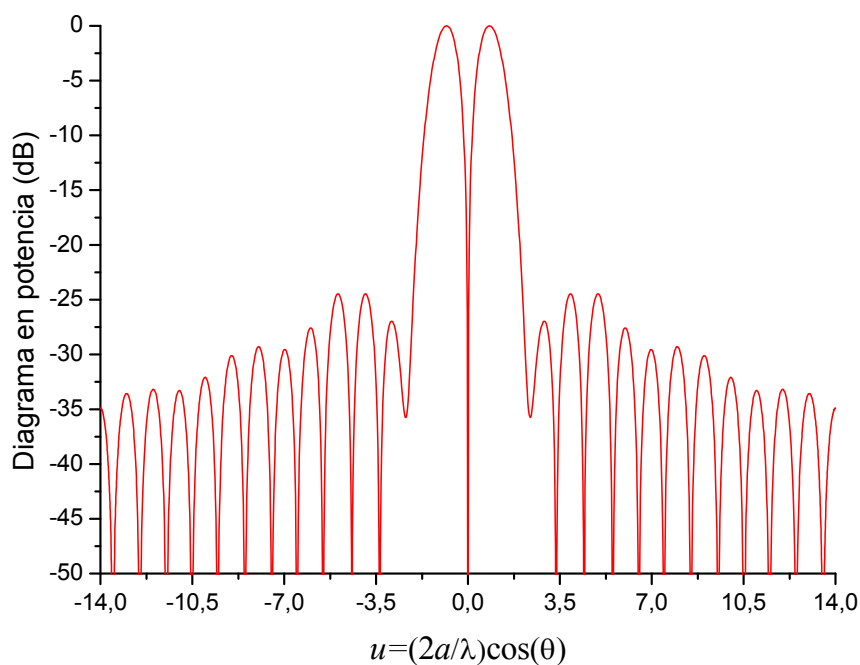


Fig. 3.3. Diagrama de radiación usando la distribución de abertura de la Fig. 3.2 ($\bar{n}_B = 6$ y $\xi = 50\%$).

En las Figs. 3.2 y 3.3 se puede observar un ejemplo de la técnica propuesta para un diagrama Bayliss con $\bar{n}_B = 6$ y una zona común del 50% ($\xi = 50\%$). Por un lado, en la Fig. 3.2 se muestran las distribuciones de abertura de los diagramas suma y diferencia, mientras que en la Fig. 3.3 se muestra el diagrama Bayliss obtenido tras la optimización, que cuenta con un nivel de *SLL* de -24.5 dB.

3.2.4 Conclusiones

Se ha demostrado que es posible obtener distribuciones lineales de Taylor y Bayliss que presentan una zona común en sus extremos cuyo tamaño se fija previamente. Como era de esperar, cuanto mayor es la zona común, mayor es el nivel de *SLL* de los diagramas Bayliss. Sin embargo, el valor máximo de la directividad normalizada y el ancho de haz normalizado se mantienen en valores adecuados independientemente del tamaño de la zona común y de \bar{n}_B . Además, este método es fácilmente aplicable a distribuciones circulares.

3.3 Arrays lineales de antenas

3.3.1 Introducción

En la sección anterior se sintetizaron distribuciones lineales de Taylor y Bayliss que compartían una zona común en los extremos, obteniendo una solución de compromiso para los diagramas suma y diferencia. Como se ha señalado, esta solución de compromiso permite simplificar la complejidad del hardware de la red de alimentación cuando se muestrean dichas distribuciones para su aplicación al diseño de arrays de antenas destinadas a aplicaciones monopulso. Sin embargo, el muestreo de estas distribuciones para la síntesis de arrays de antenas no siempre ofrece buenos resultados, especialmente si el array resultante no es lo suficientemente grande. En la literatura previa, se han propuesto diversos métodos que permiten abordar este problema de compromiso entre los diagramas suma y diferencia para la síntesis de

arrays de antenas [2,6-11], lo que evita este muestreo. De entre estos métodos, destaca la técnica de subarrays que permite obtener diagramas suma y diferencia de altas prestaciones sin complicar excesivamente la red de alimentación del array resultante. En dicha técnica, se divide la antena en partes más pequeñas denominadas subarrays, a las que se le asigna un determinado coeficiente. Tras esto, y partiendo de un diagrama suma óptimo, esto es, tomando una distribución de abertura que optimiza el diagrama suma de forma independiente (de tipo Taylor o Dolph-Chebyshev), se calcula el conjunto de coeficientes de los subarrays que genera un diagrama diferencia óptimo. Estos coeficientes se calculan tratando de obtener unas excitaciones deseadas para el diagrama diferencia [10] o bien optimizando las prestaciones del diagrama diferencia directamente [2]. El mayor inconveniente de estas técnicas reside en el hecho de que la elección de la configuración de subarrays se lleva a cabo por prueba y error, por lo que las configuraciones elegidas pueden no ser las óptimas. En un trabajo posterior [6], se optimizaron tanto los coeficientes como la configuración de subarrays más adecuada para cada caso, lo que permitió mejorar notablemente las prestaciones de los diagramas obtenidos.

En esta sección se desarrolla una extensión del método de subarrays [6] basado en los resultados de la sección anterior. Se demostrará que es posible obtener buenos diagramas suma y diferencia en antenas monopulso agrupando en subarrays los elementos cercanos al centro del array y utilizando en los elementos restantes excitaciones comunes para los canales suma y diferencia. Esto garantizará la obtención de diagramas suma y diferencia de buenas prestaciones sin requerir la utilización de redes de alimentación complejas.

3.3.2 Descripción del método

En la Fig. 3.4 se muestra el esquema de una posible configuración de Q subarrays para la mitad de un array lineal de $2N$ elementos. Se considera solamente la mitad de los elementos del array debido a que se emplea una distribución de abertura simétrica y antisimétrica para generar los modos suma y diferencia, respectivamente. Tal y como se observa en la Fig. 3.4, las excitaciones del modo suma (f_s) vienen dadas por los coeficientes A_i , mientras que las del diagrama diferencia (f_D) son $B_i = A_i g_{q(i)}$, siendo $g_{q(i)}$ el coeficiente del subarray en el que se

encuentra el elemento i -ésimo. En el esquema de la figura, el primer subarray, con coeficiente g_1 , engloba los K_1 primeros elementos de la antena, el segundo los K_2 siguientes... y así sucesivamente.

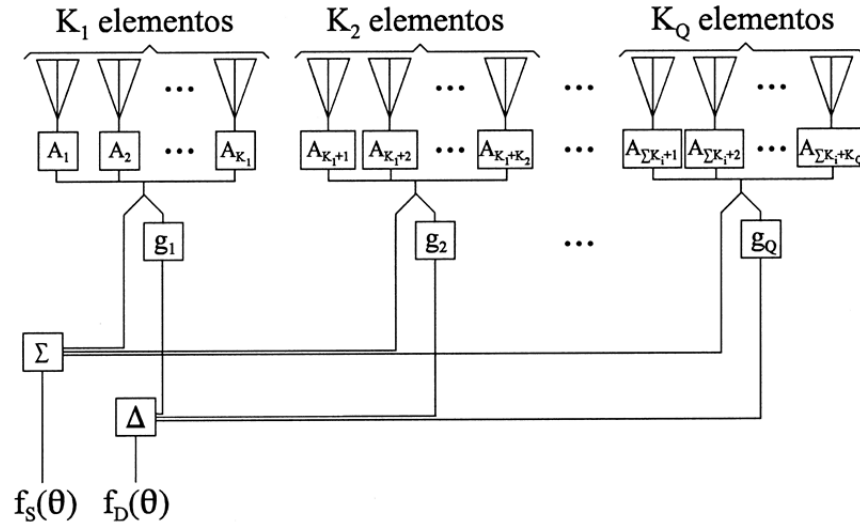


Fig. 3.4. Esquema de un array lineal dividido en Q subarrays. A_i son las excitaciones del diagrama suma y g_q los pesos de los subarrays.

Al igual que en [6], el método comienza fijando unas amplitudes A_i que permiten obtener un diagrama suma de las características deseadas. El objetivo es tratar de obtener un diagrama diferencia óptimo el cual, como se ha señalado, dependerá tanto de la configuración de subarrays elegida como de los coeficientes de cada subarray. En el proceso, el número de subarrays Q se fija de antemano.

La novedad de éste método radica en el hecho de que la configuración de subarrays no se aplica a todo el array, sino que, se fija un conjunto de elementos, situados en los extremos del array, que no estarán asignados a ningún subarray, lo que implica que compartirán excitaciones comunes para los canales suma y diferencia. Denotaremos por ξ el porcentaje de estos elementos con excitaciones comunes: esto implica que hay un total de $2N\xi/100$ elementos con excitaciones comunes y $2N(1-\xi/100)$ con excitaciones diferentes. Por lo tanto, debido a la simetría mencionada anteriormente, solamente es necesario considerar $D=N(1-\xi/100)$ elementos del semiarray para su división en subarrays.

Con el fin de llevar a cabo la optimización basada en un algoritmo genético [12], la configuración de los Q subarrays se describe mediante un cromosoma χ formado por $D+Q$ genes, según el esquema de la Fig. 3.5. Los primeros D genes de cada cromosoma codifican la configuración de subarrays utilizada. Así, cada uno de estos genes h_i está formado por un conjunto de b bits ($b = \lceil \log_2 Q \rceil + 1$) con los que se codifica un número entero en el intervalo $[0, Q]$, que corresponde con el número de subarray al que se asigna el elemento i -ésimo (un valor 0 denota que dicho elemento está asociado al “subarray nulo” que tiene coeficiente $g_0 = 1$, lo que implica que dicho elemento tiene la misma excitación para los diagramas suma y diferencia).

Los siguientes Q genes, cada uno de 6 bits, codifican los coeficientes de cada subarray. Así, el valor del coeficiente del subarray q -ésimo se obtiene decodificando el gen h_{D+q} del siguiente modo:

$$g_q = w 10^{-a/20}, \quad a = \sum_{m=1}^6 2^{m-3} h_{D+q}[m] \quad (3.6)$$

en donde $h_{D+q}[m]$ representa el bit m -ésimo del gen h_{D+q} y w es un factor de escala para el máximo valor permitido para el coeficiente del subarray. Puesto que a está codificado en dB en el rango $[0, 15.75]$, los coeficientes obtenidos están en el rango $[0.16w, w]$. Esta codificación hace posible la implementación de las redes de alimentación utilizando atenuadores digitales comerciales estándar de 6 bits, aunque podría utilizarse cualquier otro tipo de codificación si fuese necesario.

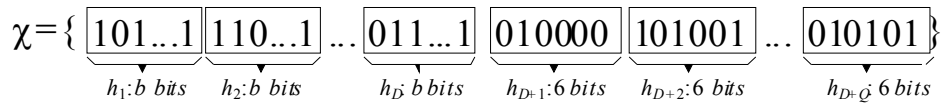


Fig. 3.5. Esquema del cromosoma de $D+Q$ genes utilizado en el algoritmo genético que describe la configuración de los subarrays y sus pesos.

En los ejemplos presentados a continuación, la optimización se llevó a cabo minimizando una función de coste $C(\chi)$ que penaliza que el nivel de lóbulos laterales del diagrama diferencia

asociado al cromosoma correspondiente, $SLL(\chi)$, supere un determinado nivel deseado SLL_d dado por la especificación:

$$C(\chi) = \Delta^2 H(\Delta) \quad (3.7)$$

siendo H la función escalón de Heaviside y $\Delta = SLL(\chi) - SLL_d$. Resulta relativamente sencillo tener en cuenta otros parámetros de interés en la optimización como son la directividad del diagrama diferencia o su pendiente cerca del “boresight”, sin más que añadir los términos apropiados en la función de coste.

La utilización de algoritmos genéticos [12] nos permite calcular el cromosoma que minimiza la función de coste. Esto es equivalente a obtener la configuración de subarrays así como sus coeficientes de forma que el diagrama diferencia obtenido tenga las características más próximas a las deseadas.

El proceso de optimización se llevó a cabo utilizando un programa basado en los módulos del SUGAL [13]. Se utilizó una población constante de 100 cromosomas, en la que los padres son reemplazados por aquellos hijos que mejoran la función de coste. En cada generación, los descendientes se calcularon mezclando los cromosomas de los padres en un punto aleatorio e introduciendo una mutación por cada cromosoma. La solución final se obtuvo tras 200 generaciones.

3.3.3 Ejemplos de aplicación

El método se ha aplicado a un array lineal de 100 elementos isotrópicos equiespaciados $\lambda/2$. Las excitaciones del diagrama suma corresponden a un haz de tipo Taylor con un nivel de lóbulos laterales de -35 dB y $\bar{n} = 12$, tal y como se muestra en la Fig. 3.6.

Utilizando una configuración de 2 subarrays ($Q=2$), con $w=1.25$ y $\xi=80\%$ (lo que indica que 80 de los 100 elementos del array tienen excitaciones comunes para los modos suma y diferencia), se aplicó la técnica de optimización descrita, lo que permitió calcular la configuración de subarrays mostrada en la Tabla 3.2 (panel superior). En dicha tabla, la cadena

de dígitos indica la asignación de los $M=50$ elementos del semiarrray a los subarrays con índices 0, 1, o 2 (el centro del array corresponde con el lado izquierdo de la cadena). Puesto que $\xi=80\%$, los últimos 40 elementos al final de cada semiarrray se asignan forzosamente al subarray nulo. Esta configuración final (las excitaciones, junto con las del diagrama suma, se muestran en la Fig. 3.7) genera el diagrama diferencia mostrado en la Fig. 3.8, que cuenta con un nivel de lóbulos laterales de -20.5 dB.

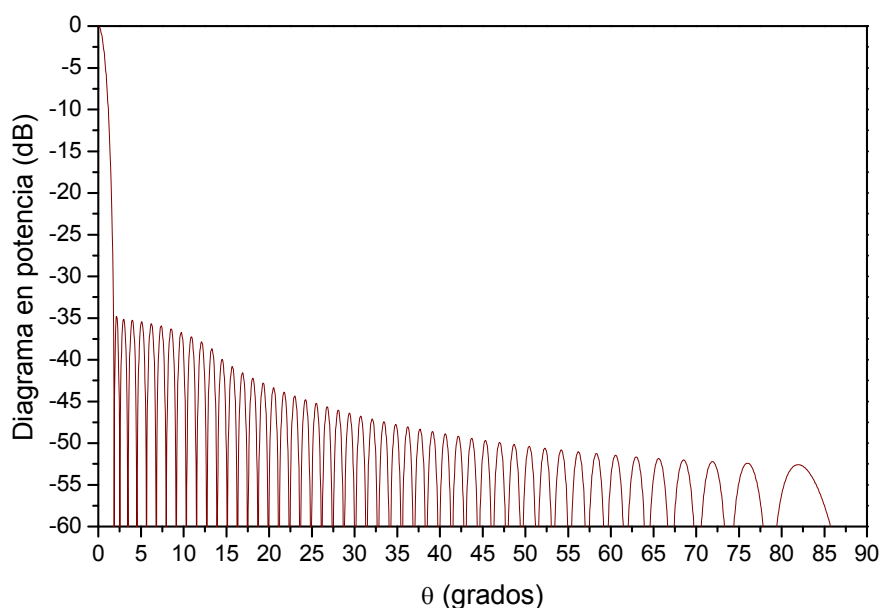


Fig. 3.6. Diagrama suma de tipo Taylor con $SLL = -35$ dB, $\bar{n} = 12$.

Tabla 3.2. Configuración de subarrays y coeficientes obtenidos para un array lineal de 100 elementos usando 2 ó 3 subarrays no nulos.

[illegible]

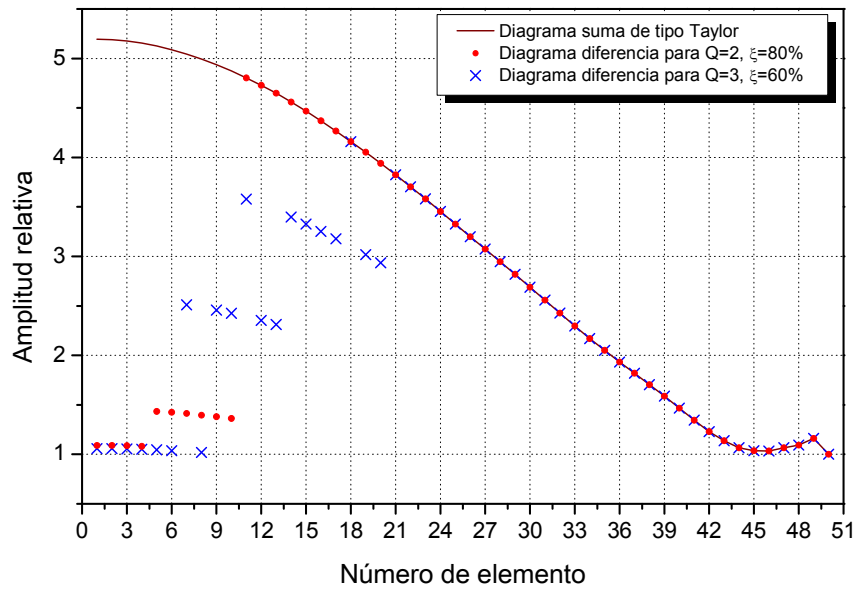


Fig. 3.7. Amplitudes relativas de excitación de la mitad de un array de 100 elementos necesarias para generar los diagramas suma y diferencia.

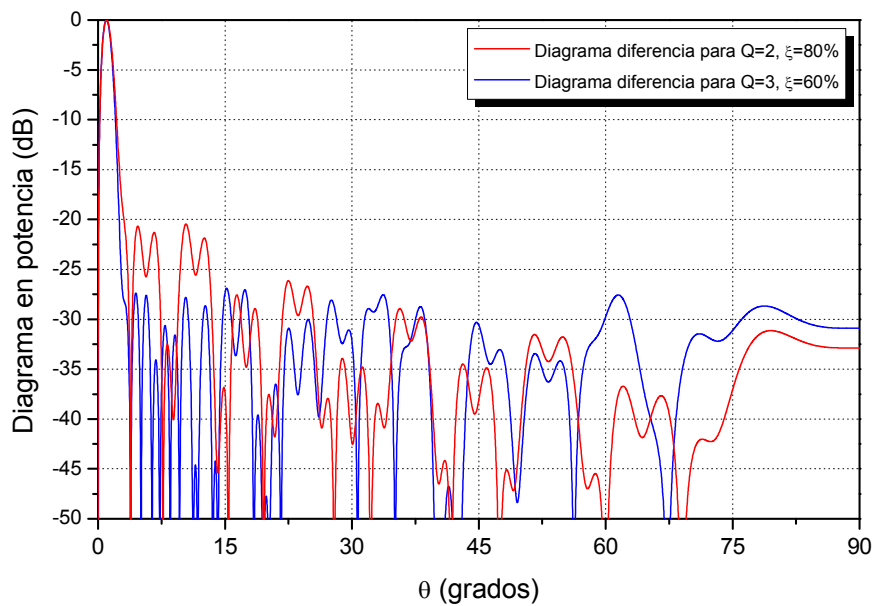


Fig. 3.8. Diagramas diferencia obtenidos utilizando las excitaciones mostradas en la Fig. 3.7.

Si fuese necesario, es posible mejorar las prestaciones del diagrama diferencia aumentando el número de subarrays utilizados (Q) y/o reduciendo el tamaño de la zona común (ξ). Así, utilizando una configuración de 3 subarrays ($Q=3$), con $w=1.25$ y $\xi=60\%$, se ha conseguido reducir el nivel de lóbulos laterales del diagrama diferencia hasta -27.0 dB (aproximadamente 2.5 dB más que el nivel alcanzado sin considerar ninguna zona común [6, Fig. 4]). El panel inferior de la tabla 3.2 muestra la configuración y los coeficientes de los subarrays obtenidos para este caso, mientras que en las Figs. 3.7 y 3.8 se muestran, respectivamente, las excitaciones y el diagrama resultante. En la configuración de subarrays obtenida para este caso, se observa que las líneas que unen los subarrays con los elementos se cruzan unas con otras. Si esto constituyera un problema en la fase de diseño, sería necesario incluir un nuevo término en la función de coste con el fin de evitar que se produjesen estos cruces. De esta forma, se simplificaría la red de subarrays utilizada aunque a costa de aumentar ligeramente el nivel de lóbulos laterales del diagrama diferencia.

En la Tabla 3.3 se muestran las prestaciones de los diagramas diferencia obtenidos utilizando configuraciones de 1 a 3 subarrays y tamaños de la zona común que van desde el 30% al 80%. En dicha tabla, Dir es la directividad pico de los diagramas, $3dB-BW$ es el ancho del lóbulo principal a 3 dB y $Pend$ es la pendiente del lóbulo principal medida también a 3 dB. Como es de esperar, al aumentar el número de subarrays y/o al disminuir el tamaño de la zona común se obtienen diagramas diferencia con mejores prestaciones. Se observa que es posible obtener un diagrama diferencia con un nivel de -21.9 dB utilizando solamente 1 subarray y manteniendo un 70% de los elementos del array con excitaciones comunes para los diagramas suma y diferencia. Por otro lado, se observa que para $Q=2$, el reducir ξ del 60% al 50% no implica ninguna mejora en el diagrama de radiación. Esto es debido a que, al utilizar solamente 2 subarrays, éstos tienen unos coeficientes muy pequeños (con el fin de reducir las excitaciones de los elementos cercanos al centro del array para el diagrama diferencia, como se observa en la Fig. 3.7), por lo que el algoritmo genético no consigue mejorar la solución asignando ese 10% de elementos adicionales a alguno de los dos subarrays indicados. Obsérvese que esto ya no sucede para el caso de 3 subarrays.

Tabla 3.3. Prestaciones de los diagramas diferencia obtenidos utilizando configuraciones con distinto número de subarrays (Q) y variando el tamaño de la zona común (ξ).

		SLL_d (dB)	Dir (dB)	$3dB-BW$ (°)	$Pend$ (dB/°)
$Q=1$	$\xi=80\%$	-19.5	16.59	1.13	13.6
	$\xi=70\%$	-21.9	16.61	1.12	13.7
$Q=2$	$\xi=80\%$	-20.5	16.61	1.14	13.5
	$\xi=70\%$	-24.0	16.83	1.10	13.7
	$\xi=60\%$	-25.7	16.89	1.09	13.8
	$\xi=50\%$	-25.7	16.89	1.09	13.8
	$\xi=30\%$	-27.0	16.38	1.22	12.8
$Q=3$	$\xi=80\%$	-20.2	16.60	1.13	13.6
	$\xi=70\%$	-24.4	16.81	1.10	13.8
	$\xi=60\%$	-27.0	16.96	1.08	14.0
	$\xi=50\%$	-27.5	16.94	1.09	13.8
	$\xi=30\%$	-28.6	16.62	1.18	13.0

El tiempo requerido por el algoritmo genético para llevar a cabo cada una de las optimizaciones de los ejemplos presentados fue de unos 20 s, utilizando un ordenador de sobremesa PC equipado con un procesador Intel Core 2 Duo corriendo a 2.4 GHz.

3.3.4 Conclusiones

El método presentado permite, fijado el diagrama suma, el número de subarrays deseado y el porcentaje de elementos del array que comparten excitaciones comunes para los canales suma y diferencia, obtener la configuración de subarrays más adecuada así como los coeficientes de cada subarray que permiten obtener un diagrama diferencia con unas características deseadas. Esta técnica permite obtener diagramas suma y diferencia de buenas prestaciones sin necesidad de utilizar una red de alimentación demasiado compleja.

3.4 Referencias

- [1] R. C. Hansen, *Phased array Antennas*, John Wiley & Sons Inc., 1998.
- [2] F. Ares, J. A. Rodríguez, E. Moreno, and S. R. Rengarajan, “Optimal compromise among sum and difference patterns”, *J. Electromagn. Waves Appl.*, vol.10, pp. 1543-1555, 1996.
- [3] Lee Ta-Sung, “Simultaneous Nulling for Monopulse Array with Partially Adaptive Weights”, *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 42, pp 928-935, 1994.
- [4] R. S. Elliott, “Antenna theory and design, revised edition”, John Wiley & Sons Inc, 2003.
- [5] W. H. Press, B. P. Flannery, S. A. Teukolsky, and W. T. Vetterling, *Numerical Recipes: The Art of Scientific Computing*, Cambridge University Press, 2007.
- [6] P. López, J. A. Rodríguez, F. Ares, and E. Moreno, “Subarray weighting for the difference patterns of monopulse antennas: joint optimization of subarray configurations and weights”, *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 49, no. 11, pp. 1606-1608, 2001.
- [7] M. D’Urso and T. Isernia, “Solving Some Array Synthesis Problems by Means of an Effective Hybrid Approach”, *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 55, no. 3, pp 750-759, 2007.
- [8] M. D’Urso, T. Isernia, and E. Flavio Meliado, “An Effective Hybrid Approach for the Optimal Synthesis of Monopulse Antennas”, *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 55, no. 4, pp. 1059-1066, 2007.
- [9] L. Manica, P. Rocca, A. Martini, and A. Massa, “An Innovative Approach Based on a Tree-Searching Algorithm for the Optimal Matching of Independently Optimum Sum and Difference Excitations”, *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 56, no. 1, pp. 58-66, 2008.
- [10] D. A. McNamara, “Synthesis of subarrayed monopulse linear arrays through matching of independently optimum sum and difference excitations”, *Inst. Elect. Eng. Proc.*, pt. H, vol. 135, pp. 293-296, 1988.
- [11] D. A. McNamara, “Synthesis of sum and difference patterns for two-section monopulse arrays”, *Inst. Elect. Eng. Proc.*, pt. H, vol. 135, pp. 371-374, 1988.

- [12] Y. Rahmat-Samii and E. Michielssen (Eds.), *Electromagnetic optimization by genetic algorithms*, John Wiley & Sons Inc., New York, USA, 1999.
- [13] A. Hunter, *SUGAL Genetic Algorithm package*, ver. 2.1, England: University of Sunderland, 1995.

Capítulo 4: Síntesis de diagramas de tipo "footprint" utilizando agrupaciones de antenas dispuestas en aros concéntricos

4.1 Introducción

Ante la imposibilidad física de sintetizar diagramas de radiación ideales, como, por ejemplo, un diagrama de tipo *flat-topped beam* perfecto (una columna rectangular elevándose sobre un fondo completamente plano), autores como Schelkunoff [1] identificaron diagramas de radiación que eran físicamente sintetizables y que constituían una aproximación por mínimos cuadrados a dichos diagramas ideales. Para ciertos casos, incluso se encontraron funciones analíticas que se ajustaban al diagrama deseado (véanse por ejemplo [2-4]). El principal problema al que se enfrentan estos métodos radica en el hecho de que la solución por mínimos cuadrados constituye una aproximación que es óptima en el sentido de que minimiza la desviación media, pero que puede conllevar una desviación significativa del diagrama ideal en regiones donde podría ser necesario contar con una mejor aproximación [3]. A medida que ha ido mejorando la potencia de computación, se ha abordado esta dificultad buscando una aproximación por mínimos cuadrados a un conjunto de muestras del diagrama deseado [5]. Esta solución presenta, hasta cierto punto, el mismo inconveniente que antes, algo que puede minimizarse asignando diferentes coeficientes de peso a las muestras del diagrama [6]. Por desgracia, no siempre resulta sencillo encontrar los coeficientes adecuados debido a que la dependencia entre éstos y la solución suele ser bastante compleja.

Un enfoque alternativo a la problemática de las desviaciones que sufren las soluciones obtenidas mediante mínimos cuadrados, consiste en sustituir el diagrama ideal F_{id} por un diagrama objetivo F_{tar} que no presenta discontinuidades y está próximo al deseado, aunque no necesariamente en el sentido de mínimos cuadrados [3]. En este capítulo se demuestra, para el problema de la síntesis de diagramas *footprint* arbitrarios utilizando arrays planos (esto es, diagramas formados por un haz principal con una zona de emisión plana y de contorno deseado y una zona de lóbulos secundarios a bajo nivel), que es posible definir un patrón objetivo apropiado utilizando una transformación homotética dependiente del ángulo (ADHT) de un diagrama circular de Taylor conformado previamente por el método de Elliott y Stern [7,8] (en la literatura previa [9], se utiliza un diagrama objetivo similar para llevar a cabo la síntesis de Woodward-Lawson, pero ésta requiere el uso de un array rectangular). Tras obtener el diagrama objetivo, éste puede muestrearse y las excitaciones óptimas del array se calculan mediante un

ajuste por mínimos cuadrados a las muestras obtenidas. Por último, se puede simplificar la implementación de la red de alimentación imponiendo un límite inferior a las excitaciones de los elementos de la antena.

4.2 Método

Partiendo de un diagrama *footprint* ideal F_{id} , definido por un contorno C en coordenadas esféricas (θ, ϕ) , que ha de obtenerse mediante un array de radio característico a , se procede como se describe a continuación:

- **Paso 1.** Se deforma el contorno C a un círculo C' entorno a un punto interno escogido de forma adecuada. Por simplicidad, asumimos que dicho punto es $\theta=0$, por lo que la deformación tiene la forma $(\theta, \phi) \rightarrow (\theta', \phi)$, donde $\sin \theta' = h(\phi) \sin \theta$ para una determinada función h definida en el intervalo $[0, 2\pi)$.
- **Paso 2.** A continuación, se aplica el método ES (Elliott y Stern, [8]) para obtener un diagrama con una huella circular (*flat-topped beam*) de contorno C' , con nivel máximo de rizado R_d y un nivel máximo de lóbulos secundarios SLL_d , que será sintetizado mediante una apertura circular de radio a . Por tanto, para unos determinados valores de M y p se determinarán las raíces t_n y s_n de tal forma que la huella circular requerida esté dada por

$$F_{ES}(t) = f(t) \prod_{n=1}^M \left(1 - \frac{t^2}{(t_n + js_n)^2} \right) \left(1 - \frac{t^2}{(t_n - js_n)^2} \right)^\varepsilon \prod_{n=M+1}^{M+p} \left(1 - \frac{t^2}{t_n^2} \right) \quad (4.1)$$

donde $t = (2a/\lambda) \sin \theta'$, ε es 1 si el campo es real y 0 en otro caso, mientras que la función $f(t)$ viene dada por:

$$f(t) = 2 \frac{J_1(\pi t)}{\pi t} \prod_{n=1}^{M+p+\varepsilon M} \left(1 - \frac{t^2}{\gamma_{1n}^2} \right)^{-1} \quad (4.2)$$

siendo J_1 la función de Bessel de primera especie y orden 1, y $\pi\gamma_{1n}$ el n -ésima raíz de J_1 . M (o $2M$ si el campo es real) es el número de nulos de $J_1(\pi t) / \pi t$ que se rellenan para cubrir el área dentro de C' y p es el número de nulos adicionales que se desplazan para conseguir verificar la especificación de lóbulos laterales. Aunque la determinación de t_n y s_n es un proceso de optimización local, resulta extremadamente rápida.

- **Paso 3.** Partiendo del diagrama F_{ES} obtenido en el anterior (o de un conjunto de sus muestras - ver Paso 4 -), se calcula la transformada inversa para obtener el patrón objetivo F_{tar} . Para llevar a cabo esta transformación solamente hay que sustituir $\sin \theta'$ por $h(\phi) \sin \theta$ en la expresión de t .
- **Paso 4.** Se muestrea F_{tar} en los puntos adecuados. Si dicho muestreo es lo suficientemente denso como para no necesitar tener en cuenta, de manera explícita, la morfología de F_{tar} , entonces, en el Paso 3, bastaría con calcular F_{tar} en los puntos de muestreo.
- **Paso 5.** Las excitaciones I_i del array se optimizan mediante mínimos cuadrados para obtener el patrón que mejor se ajuste a las muestras de F_{tar} . Al igual que el cálculo de F_{ES} en el Paso 2, el cálculo utilizando mínimos cuadrados es mucho más rápido que cualquier otro método estocástico de optimización.
- **Pasos 3'-5', 3''-5'', etc.** Si ε es 0 en la ecuación 1 y $F_{ES}(t)$ es, por lo tanto complejo, el diagrama en potencia $F_{ES}(t) \cdot F_{ES}^*(t)$ obtenido con el conjunto de raíces $\{(t_n, s_n)\}$, es idéntico al obtenido con cualquier otro conjunto de la forma $\{(t_n, s'_n)\}$, donde $s'_n = \pm s_n$ [7]. Esto implica que, para el mismo diagrama en potencia, existen un total de 2^M patrones F_{tar} diferentes que darán lugar a 2^M soluciones $\{I_i\}$ distintas. Por lo tanto, de entre estas 2^M soluciones se puede escoger aquella que presente las mejores prestaciones en términos de nivel de lóbulos laterales, rizado y/o rango dinámico de amplitud de excitación I_{max} / I_{min} , donde I_{max} e I_{min} son las amplitudes de excitación máxima y mínima, respectivamente.
- **Paso 6.** Si es necesario, las excitaciones I_i pueden ser fácilmente modificadas con el fin de reducir el rango dinámico I_{max} / I_{min} . Para este propósito, se definen los umbrales T_{zero} y T_{floor} ($T_{zero} < T_{floor}$), de forma que los elementos débilmente excitados cuyas excitaciones verifican

$|I_i/I_{max}| < T_{zero}$ se eliminan del array, mientras que en aquéllos cuyas excitaciones verifican $T_{zero} \leq |I_i / I_{max}| < T_{floor}$ se aumenta su amplitud de excitación a $|I_i / I_{max}| = T_{floor}$. Se ha comprobado que este procedimiento, que asegura obtener un rango dinámico de $1 / T_{floor}$, produce una degradación del diagrama menor que la obtenida si se suprimiesen todos los elementos cuyas excitaciones cumpliesen $|I_i / I_{max}| < T_{floor}$. Obviamente, además de reducir el rango dinámico, la eliminación de elementos de la antena también consigue reducir el peso de la misma además de simplificar el diseño de la red de alimentación.

4.3 Resultados

El método descrito en la sección anterior se ha aplicado a una serie de ejemplos mostrados a continuación. El programa ha sido desarrollado en MATLAB (R2009b) y se ha ejecutado en un ordenador de sobremesa con un procesador Intel Core i7 a 3.2 GHz. En todos los casos el tiempo de computación fue inferior a 5 segundos.

4.3.1 Huella rectangular, array circular, campo complejo

Se quiere generar una huella rectangular con una relación de aspecto 2:1, centrada en $\theta=0$ y definida en el primer cuadrante mediante

$$\begin{aligned} v &= 0.12 & 0 \leq u < 0.24 \\ u &= 0.24 & 0 \leq v < 0.12 \end{aligned} \tag{4.3}$$

donde $u = \sin \theta \cos \phi$ y $v = \sin \theta \sin \phi$. El objetivo es sintetizar un diagrama con un nivel de rizado R_d que no sea mayor de ± 0.5 dB y un nivel de lóbulos laterales menor de -25 dB, utilizando un array circular con un radio máximo de 10λ y considerando elementos radiantes isotrópicos. Antes de la supresión de elementos que se lleva a cabo en el Paso 6, los elementos se encuentran equiespaciados en 20 aros concéntricos y separados una distancia $\lambda/2$. Los aros se definen de modo que el radio del aro m -ésimo (empezando a contar desde el centro) viene dado

por $\rho_m = (2m-1)\lambda/4$. Además, considerando la simetría del diagrama deseado, imponemos simetría en cuadrantes en el array y calculamos la posición del n -ésimo elemento del primer cuadrante y del m -ésimo aro como

$$x_{mn} = \rho_m \cos\left(\frac{(2n-1)\pi}{4m}\right), \quad y_{mn} = \rho_m \sin\left(\frac{(2n-1)\pi}{4m}\right) \quad (1 \leq n < m) \quad (4.4)$$

(si fuera necesario imponer un espaciado entre elementos completamente uniforme sería necesario utilizar definiciones más complejas de ρ_m , x_{mn} e y_{mn} , sin embargo, el ejemplo mostrado es suficiente a efectos ilustrativos). Este array se muestra en la Fig. 4.1.

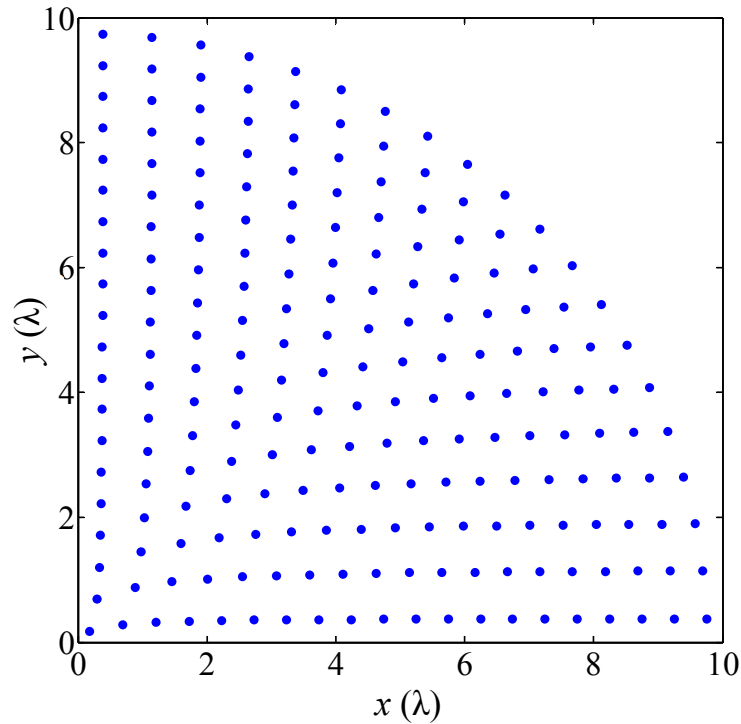


Fig. 4.1. Primer cuadrante del array usado en el ejemplo de campo complejo, antes de la eliminación de los elementos débilmente excitados.

La transformación del Paso 1 descrita en la sección anterior se define para el primer cuadrante como

$$h(\phi) = \begin{cases} \frac{1}{2} \cos \phi & \phi \in \left(0, \tan^{-1}\left(\frac{1}{2}\right)\right) \\ \sin \phi & \text{en otro caso} \end{cases} \quad (4.5)$$

En el Paso 2 consideramos $M=2$ y $p=3$ para obtener un diagrama F_{ES} con un rizado $R_d = \pm 0.5$ dB y un nivel máximo de lóbulos secundarios $SLL_d = -25$ dB. En la Tabla 4.1 se muestran los resultados obtenidos.

Tabla 4.1. Valores de t_n y s_n para F_{ES} en el ejemplo de campo complejo.

n	t_n	s_n
1	0.5967	0.5225
2	1.7837	0.5268
3	3.6420	0
4	4.3039	0
5	5.2119	0

En el Paso 4, muestreemos F_{tar} en el primer cuadrante en un total de 90 cortes de ϕ separados 1° , utilizando 35 muestras equiespaciadas en la superficie de la huella y 50 fuera de ésta (se utilizan 7650 muestras en total). En el Paso 5, considerando la simetría en cuadrantes de la antena, la función campo que ha de ajustarse a las muestras de F_{tar} viene dada por:

$$F(\theta, \phi) = 4 \sum_{m=1}^{20} \sum_{n=1}^m I_{mn} \cos(kx_{mn} \sin \theta \cos \phi) \cos(ky_{mn} \sin \theta \sin \phi) \quad (4.6)$$

donde I_{mn} es la excitación del n -ésimo elemento situado en el m -ésimo anillo y k es número de onda.

El diagrama obtenido en el Paso 5 presenta un nivel máximo de lóbulos laterales (SLL) de -22.34 dB y un nivel de rizado en la región de emisión de -2.60 dB, mientras que la distribución de las excitaciones presenta un rango dinámico $|I_i / I_{max}| = 471$. Si las excitaciones se ajustan tal y como se explica en el Paso 6 usando unos umbrales de $T_{zero} = 1/16$ y $T_{floor} = 1/14$ con el fin de reducir el rango dinámico a 14, se eliminan 92 elementos por cuadrante (44%), el nivel de lóbulos laterales se sitúa en -22.59 dB, mientras que el nivel de rizado se eleva hasta

-2.51 dB. El array resultante se muestra en la Fig. 4.2 y el patrón resultante en las Figs. 4.3 y 4.4. Cabe destacar que si bien este patrón obtenido está por debajo de las exigencias iniciales tanto de lóbulos secundarios como de rizado, dichas especificaciones podrían conseguirse incrementando M y/o p en el Paso 2 con el fin de imponer especificaciones más estrictas a F_{ES} . Se ha comprobado que las soluciones alternativas correspondientes a los Pasos 3'-5' descritos anteriormente (ver sección 4.3) no mejoran los resultados obtenidos.

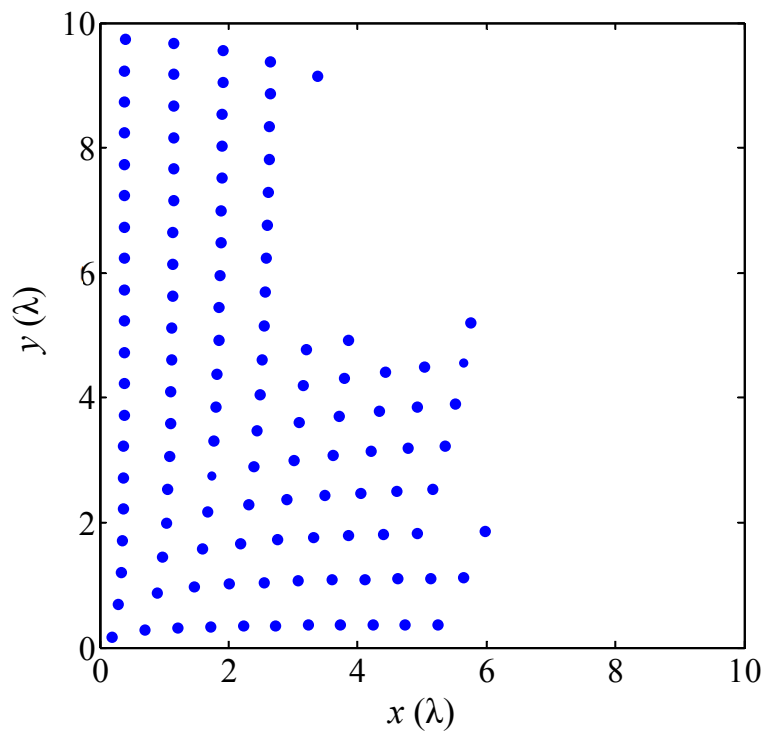


Fig. 4.2. Primer cuadrante del array usado en el ejemplo de campo complejo tras la eliminación de los elementos débilmente excitados.

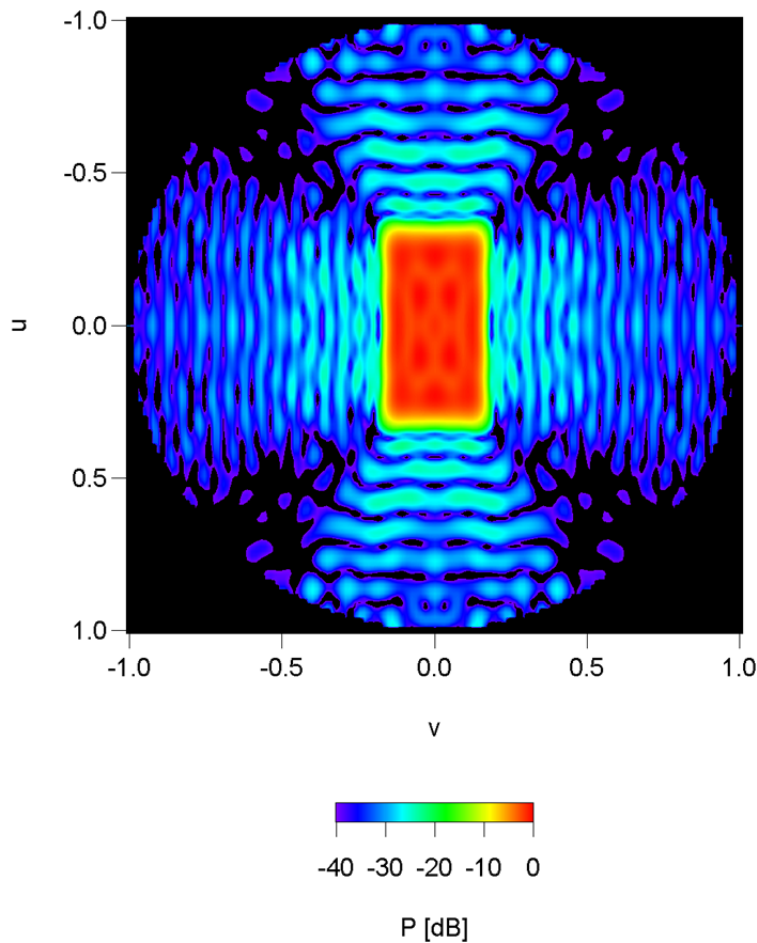


Fig.4.3. Diagrama de radiación del campo complejo generado por el array de la Fig. 4.2 (proyección en el plano (u,v)).

Es posible comparar el diagrama obtenido anteriormente con el que se obtendría si se muestrea el patrón ideal (una columna rectangular con una zona de emisión perfectamente plana elevándose 25 dB por encima de un fondo plano), en lugar de F_{ES} . Antes de retocar las excitaciones en el paso 6, el ajuste por mínimos cuadrados al patrón ideal permite obtener un SLL de -17.80 dB y un rizado de -2.03 dB, con un rango dinámico de 2576. Tras ajustar las excitaciones (utilizando los mismos umbrales que en el caso anterior) se eliminan un total de 161 elementos por cuadrante (77%), resultando en un array que genera un diagrama de radiación con un SLL de -13.79 dB y un rizado de -1.65 dB.

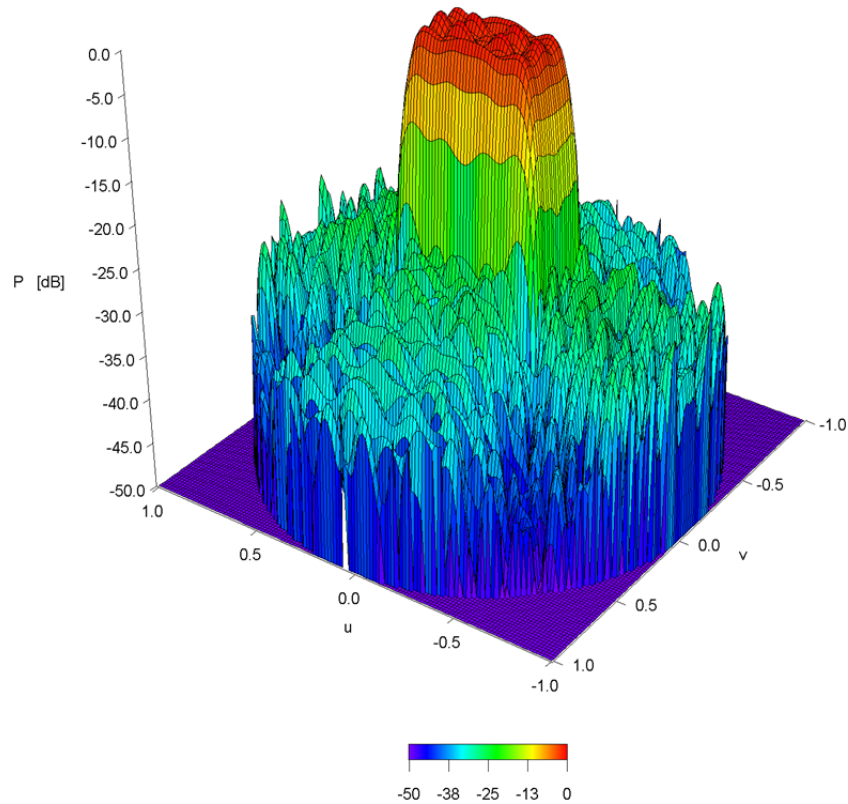


Fig. 4.4. Diagrama de radiación del campo complejo generado por el array de la Fig. 4.2 (vista en perspectiva).

4.3.2 Huella rectangular, array circular, campo real

Para obtener el mismo diagrama en potencia que el mostrado en el ejemplo anterior pero usando un campo real, es necesario rellenar más ceros así como utilizar un array circular mayor, compuesto, en este caso, por 32 aros. La separación entre aros es de $\lambda/2$ y se emplean las expresiones usadas anteriormente para ρ_m , x_{mn} and y_{mn} (de este modo, el radio del aro exterior es de 15.75λ). Los valores de M y p empleados en el Paso 2, así como el modo de muestreo usado en el Paso 4, también son idénticos a los utilizados en el caso del campo complejo. Los valores de t_n y s_n que determinan las raíces del diagrama F_{ES} se muestran en la Tabla 4.2. Antes de ajustar las excitaciones (Paso 6), la solución obtenida presenta un SLL de -22.74 dB, un nivel de rizado de -1.37 dB y un rango dinámico de 15097. Estableciendo límites con $T_{zero} = 1/56$ y

$T_{floor} = 1/54$ se eliminan 394 elementos por cuadrante (75%; ver Fig. 4.5), obteniendo un diagrama con un nivel máximo de lóbulos de -22.56 dB y un rizado de -1.56 dB (Figs. 4.6 y 4.7). Al igual que en el caso del campo complejo, para la obtención de un diagrama con un nivel de lóbulos de -25 dB y un rizado de -1 dB es necesario imponer especificaciones más estrictas para el F_{ES} .

Tabla 4.2. Valores de t_n y s_n para F_{ES} en el ejemplo de campo real.

n	t_n	s_n
1	1.0225	1.1424
2	3.0445	1.0829
3	5.4319	0
4	6.1570	0
5	7.1293	0

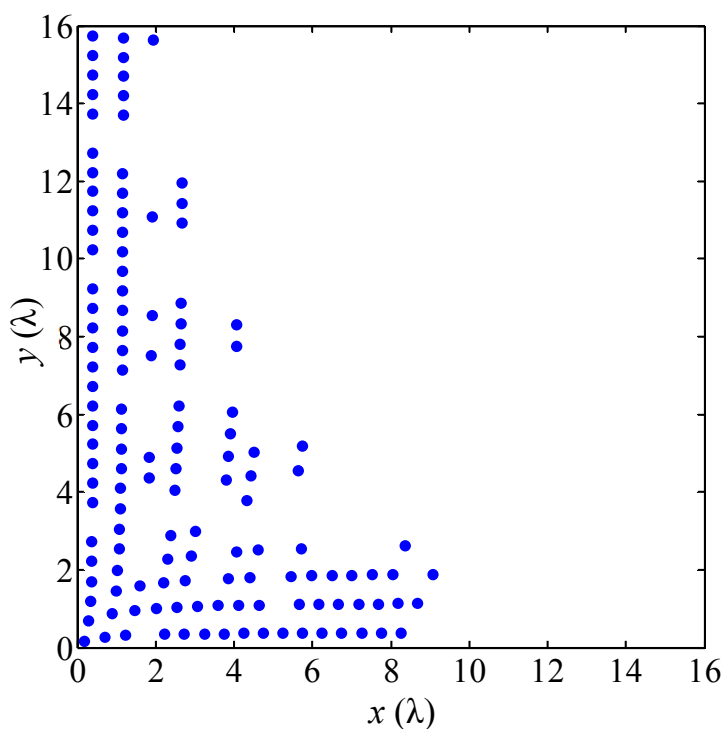


Fig. 4.5. Primer cuadrante del array usado en el ejemplo de campo real tras la eliminación de los elementos débilmente excitados.

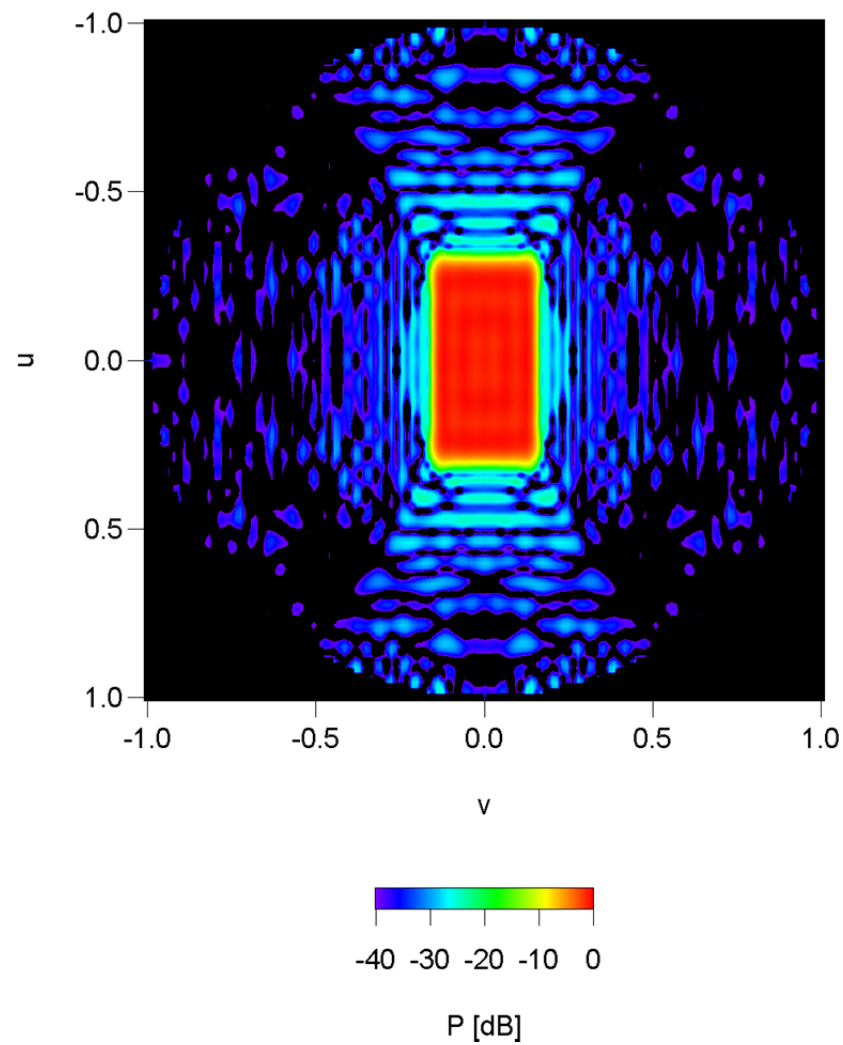


Fig. 4.6. Diagrama de radiación del campo real generado por el array de la Fig. 4.5 (proyección sobre el plano (u,v)).

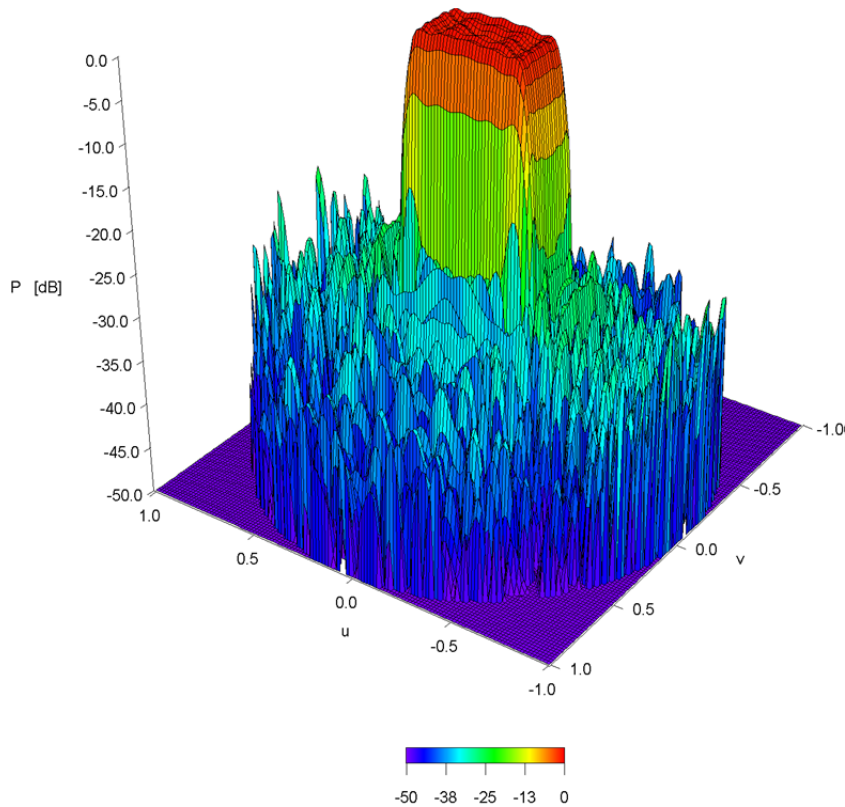


Fig. 4.7. Diagrama de radiación del campo real generado por el array de la Fig. 4.5 (vista en perspectiva).

4.3.3 Huella irregular, array circular, campo complejo

En la Figura 4.8 se muestra el contorno de la huella deseada del este último ejemplo, para el cual utilizamos un array con 12 aros y, una vez más, el diagrama objetivo cuenta con un SLL de -25 dB y un rizado máximo de -1 dB. En la Fig. 4.8 también se muestra, superpuesto al contorno de la huella deseada C , el contorno circular C' . En este caso C no tiene expresión analítica, por lo que tampoco existe la función de transformación $h(\phi)$ que ha de obtenerse numéricamente. Utilizamos la misma distribución de elementos y los mismos valores de M y p que en los ejemplos previos. Puesto que la huella deseada no tiene simetría, es necesario muestrear F_{tar} en todo el hemisferio: en dicho muestreo se utilizan un total de 360 cortes de ϕ

con una separación angular de 1° y 25 muestras equiespaciadas en cada corte de θ . Además, en lugar de utilizar la ecuación 4.6 para reconstruir el campo, se usa

$$F(\theta, \phi) = \sum_{m=1}^{12} \sum_{n=1}^{4m} I_{mn} \exp\{jk(x_{mn} \sin\theta \cos\phi + y_{mn} \sin\theta \sin\phi)\} \quad (4.7)$$

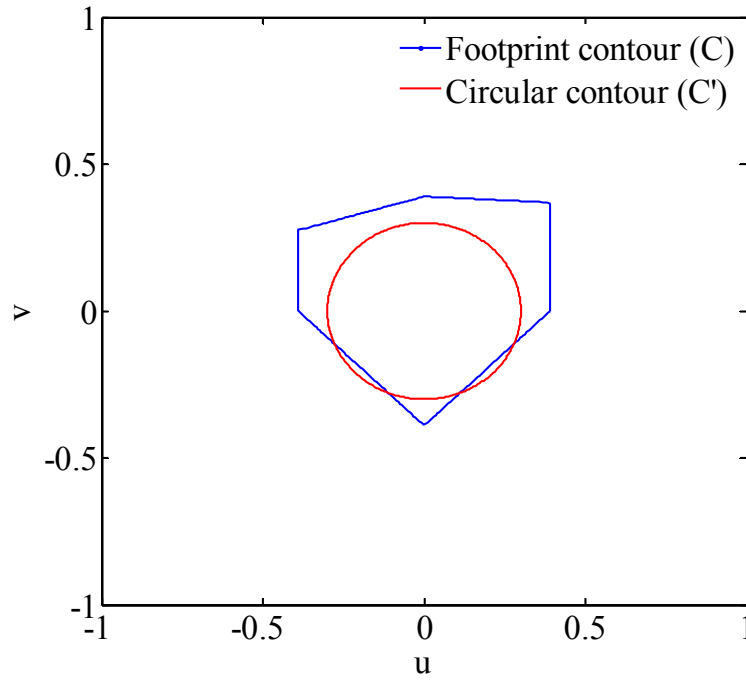


Fig. 4.8. Contorno C irregular deseado y contorno circular C' que se transforma mediante ADHT en el último ejemplo de esta sección.

Al completarse la optimización, se obtiene una solución con un rango dinámico de 120 que genera un diagrama en potencia con un SLL de -18.95dB y un rizado de -1.38dB . Tras el ajuste de las excitaciones utilizando los límites $T_{zero} = 1/13$ y $T_{floor} = 1/10$, se consiguen eliminar 97 elementos de la antena (31%; Fig. 4.9), obteniendo un diagrama de radiación con un SLL de -18.85dB y un rizado de -1.64dB (Figs. 4.10 y 4.11).

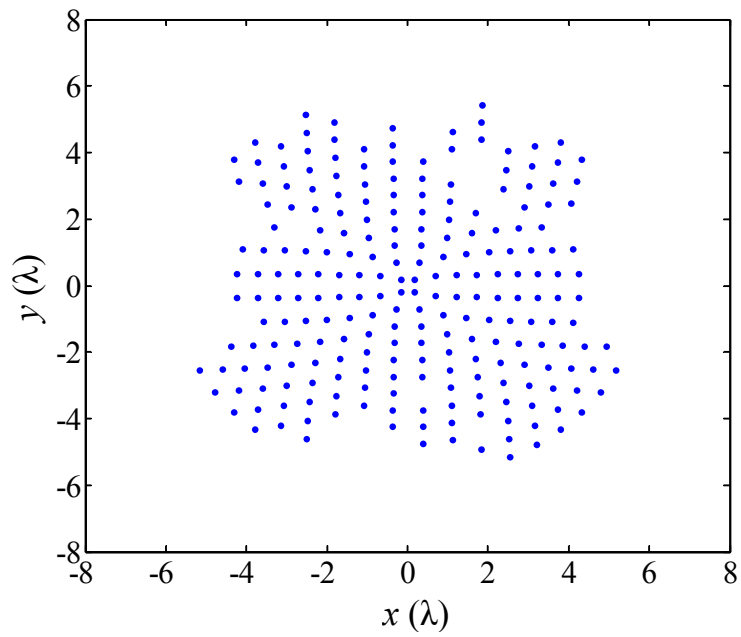


Fig. 4.9. Array usado en el último ejemplo de esta sección tras la eliminación de los elementos débilmente excitados.

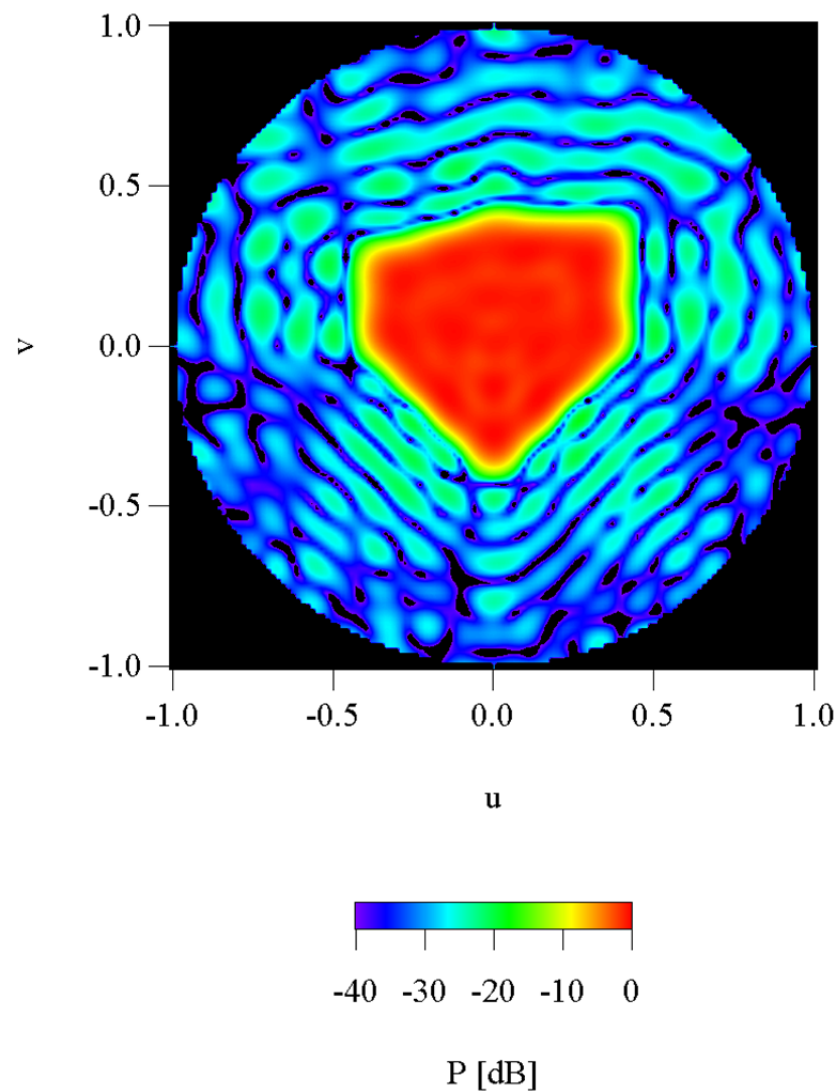


Fig. 4.10. Diagrama de radiación del campo real generado mediante el array de la Fig. 4.9 (proyección sobre el plano (u,v)).

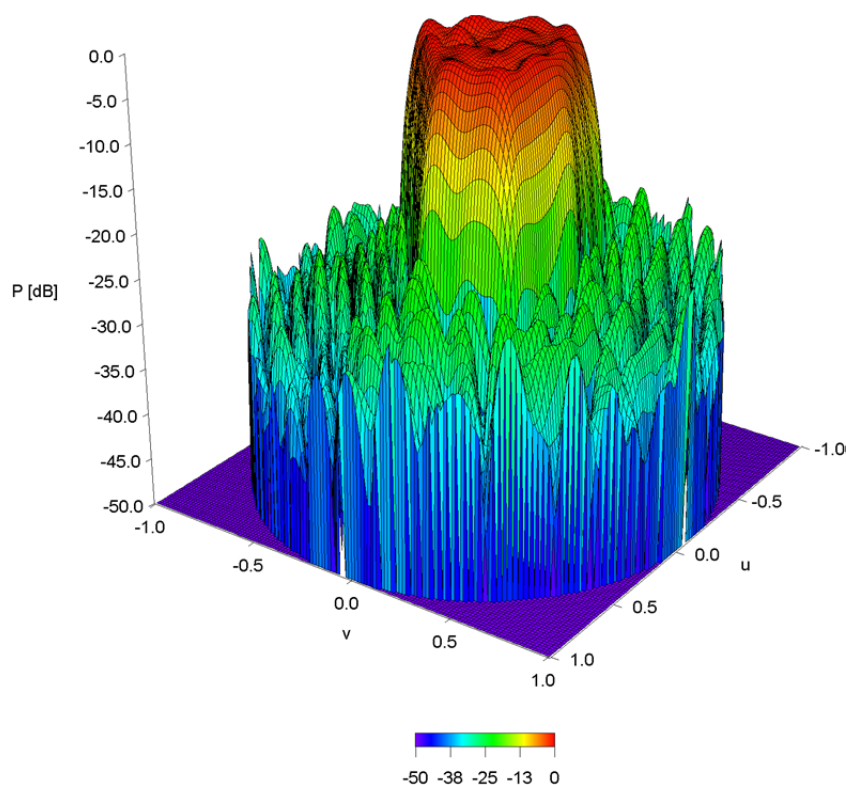


Fig. 4.11. Diagrama de radiación del campo real generado mediante el array de la Fig. 4.9 (vista en perspectiva).

4.4 Conclusiones

Se ha demostrado que los diagramas de tipo huella sintetizados utilizando agrupaciones de antenas deben ser evaluados en términos de sus parámetros de calidad (nivel de los lóbulos laterales, rizado, etc.), pero no por lo bien que se ajustan a un diagrama ideal que puede no ser físicamente realizable. La bondad del ajuste por mínimos cuadrados a un diagrama ideal es significativamente peor que la del ajuste por mínimos cuadrados a los diagramas obtenidos mediante la transformación homotética de una huella circular obtenida mediante el método de Elliott Stern para distribuciones de abertura circulares.

4.5 Referencias

- [1] S. A. Schelkunoff, "A mathematical theory of linear arrays", *Bell Systems Tech. J.*, vol. 22, 80-107, 1943.
- [2] D. R. Rhodes, "The optimum line source for the best mean-square approximation to a given radiation pattern", *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. AP-11, 440-446, 1963.
- [3] A. C. Schell and A. Ishimaru, "Antenna pattern synthesis", in *Antenna Theory, Part I*, R. E. Collin and F. J. Zucker, Eds. New York: McGraw-Hill, Chap. 7, 235-305, 1969.
- [4] H. Steyskal, "Synthesis of antenna patterns with prescribed nulls", *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. AP-30, no. 2, 273-279, 1982.
- [5] K. Hirasawa and B. J. Strait, "On a method for array design by matrix inversion", *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. AP-19, no. 3, 446-447, 1971.
- [6] B. D. Carlson and D. Willner, "Antenna pattern synthesis using weighted least squares", *Proc. Inst. Elect. Eng.*, vol. 139, no. 1, pt. H, 11-16, 1992.
- [7] R. S. Elliott and G. J. Stern, "Shaped patterns from a continuous planar aperture distribution", *Proc. Inst. Elect. Eng.*, vol. 135, no. 6, pt. H, 366-370, 1988.
- [8] R. S. Elliott and G. J. Stern, "Footprint patterns obtained by planar arrays", *Proc. Inst. Elect. Eng.*, vol. 137, no. 2, pt. H, 108-112, 1990.
- [9] F. Ares-Pena, J. Fondevila-Gómez, G. Franceschetti, E. Moreno-Piquero, and J. A. Rodríguez-González, "Synthesis of very large planar arrays for prescribed footprint illumination", *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 56, no. 2, 584-589, 2008.

Capítulo 5: Análisis de tolerancia de la multiplicidad de soluciones en la síntesis de diagramas de haz perfilado

5.1 Introducción

Como se ha indicado en el capítulo 1, los ceros rellenados de un diagrama de tipo haz perfilado generado mediante una agrupación lineal de N antenas separadas una distancia d , se corresponden con las raíces de la siguiente ecuación:

$$\sum_{n=1}^N I_n w^{n-1} = 0 \quad (5.1)$$

que están situadas fuera del círculo unitario de Schelkunoff, siendo I_n la excitación del elemento n -ésimo, $w = \exp[j(2\pi d / \lambda) \cos \theta]$ y θ el ángulo medido desde el *endfire*. Resulta muy sencillo comprobar que, reemplazando cualquier raíz situada fuera del círculo unitario, dada por $\exp(a_n + jb_n)$, por la raíz $\exp(-a_n + jb_n)$, no se modifica el diagrama de radiación en potencia [1]. Debido a esto, en la síntesis de un diagrama de radiación con M ceros rellenados, existen 2^M soluciones distintas, aunque el número de soluciones independientes puede ser menor dependiendo de la simetría del diagrama de radiación. Esta multiplicidad de soluciones permite escoger aquella solución que presente una distribución de excitaciones que minimice los problemas de acoplo mutuo entre elementos –algo que normalmente se hace escogiendo el menor valor de $|I|_{\max} / |I|_{\min}$ o $(|I_n| / |I_{n\pm 1}|)_{\max}$, siendo $|I|_{\max}$ e $|I|_{\min}$ la excitación máxima y mínima, respectivamente– [1-5], o aquella solución que mejora el ancho de banda de la antena en términos de una serie de parámetros del diagrama de radiación [6-7].

En este trabajo, se estudia si, de entre todas estas soluciones, es posible encontrar algunas que presenten importantes mejoras en lo relativo a la sensibilidad de las prestaciones de la antena ante errores en la amplitud, fase y posición de sus elementos.

5.2 Análisis de Tolerancia

Consideraremos un array de 16 elementos isotrópicos dispuestos a lo largo del eje z y separados una distancia $\lambda/2$. A continuación, utilizamos el método de Orchard-Elliott [1] para sintetizar un diagrama de tipo *flat-topped beam* con $M=4$ ceros rellenados, un ancho de haz a

3dB de unos 40° , un rizado de ± 0.25 dB, y un nivel máximo de lóbulos laterales (SLL) de entre -16 y -26 dB. Con el fin de llevar a cabo el análisis de tolerancia, definimos, para cada diagrama sintetizado, una máscara que permite un margen de 0.5 dB y 1.0 dB para el rizado y el SLL , respectivamente, y un margen de 1° en el ancho de haz. Las Figs. 5.1-5.3 muestran los diagramas con SLL s de -16 dB, -21 dB, and -26 dB, junto con sus máscaras correspondientes.

Tabla 5.1. Raíces $\exp(a_n + jb_n)$ correspondientes a los diagramas de las Figs. 5.1-5.3, 5.5 y 5.6.

Fig. 5.1		Fig. 5.2		Fig. 5.3		Fig. 5.5		Fig. 5.6	
a_n	b_n	a_n	b_n	a_n	b_n	a_n	b_n	a_n	b_n
0.0000	-2.7365	0.0000	-2.7449	0.0000	-2.7540	-0.1123	-2.7413	0.0000	-2.7839
0.0000	-2.3333	0.0000	-2.3513	0.0000	-2.3706	0.1010	-2.3436	0.0000	-2.4109
0.0000	-1.9358	0.0000	-1.9661	0.0000	-1.9985	-0.1079	-1.9529	0.0000	-2.0328
0.0000	-1.5540	0.0000	-1.6036	0.0000	-1.6556	-0.0986	-1.5809	0.0000	-1.6524
0.0000	-1.2394	0.0000	-1.3227	0.0000	-1.4037	-0.0575	-1.2775	0.0000	-1.3593
0.2281	-0.6321	0.2370	-0.6516	0.2450	-0.6693	-0.2338	-0.6444	0.2422	-0.6642
0.2378	-0.2115	0.2449	-0.2175	0.2514	-0.2230	-0.2423	-0.2153	0.2496	-0.2215
0.2378	0.2115	0.2449	0.2175	0.2514	0.2230	0.2423	0.2153	-0.2496	0.2215
0.2281	0.6321	0.2370	0.6516	0.2450	0.6693	0.2338	0.6444	-0.2422	0.6642
0.0000	1.2394	0.0000	1.3227	0.0000	1.4037	-0.0575	1.2775	0.0000	1.3593
0.0000	1.5540	0.0000	1.6036	0.0000	1.6556	0.0986	1.5809	0.0000	1.6524
0.0000	1.9358	0.0000	1.9661	0.0000	1.9985	0.1079	1.9529	0.0000	2.0328
0.0000	2.3333	0.0000	2.3513	0.0000	2.3706	0.1010	2.3436	0.0000	2.4109
0.0000	2.7365	0.0000	2.7449	0.0000	2.7540	-0.1123	2.7413	0.0000	2.7839
0.0000	3.1416	0.0000	3.1416	0.0000	3.1416	0.1126	3.1416	0.0000	3.1416

El método de Orchard-Elliott permite calcular de forma sencilla las raíces $\exp(a_n + jb_n)$ de (1). Calculando todas las posibles combinaciones de signos de los ceros rellenos ($a_n \neq 0$), obtenemos 16 conjuntos de excitaciones que generan el mismo diagrama en potencia. Posteriormente, para cada conjunto de excitaciones $\{I_n\}$, analizamos la sensibilidad de las prestaciones de la antena ante errores en la amplitud, fase y posición de los elementos. Para

dicho propósito, generamos una población de 10000 antenas en las que cada una de las amplitudes, fases de excitación o posiciones de los elementos se perturban de forma aleatoria. Finalmente, calculamos el porcentaje de antenas cuyos diagramas de radiación satisfacen los requisitos de la máscara, que denominaremos *tasa de éxito*.

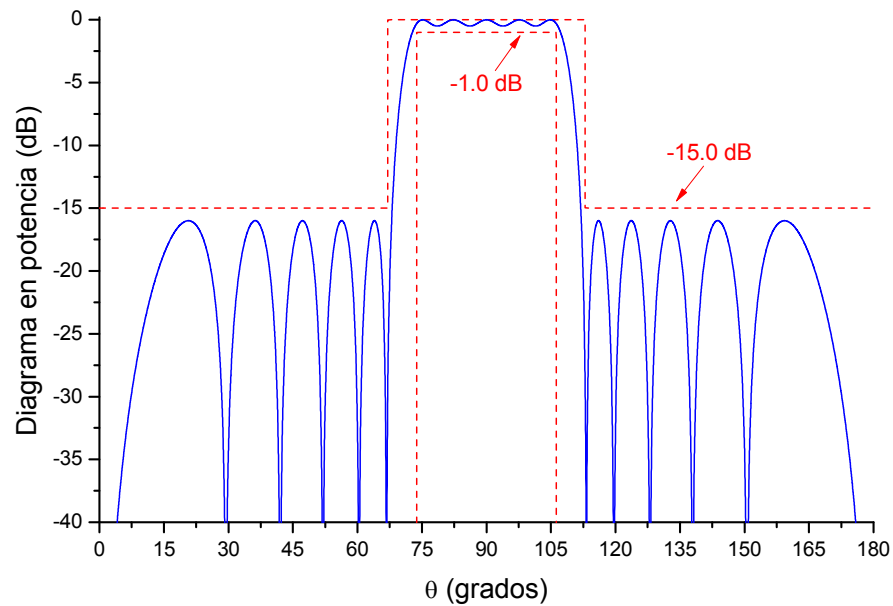


Fig. 5.1. Línea azul: diagrama simétrico de tipo *flat-topped beam* con $M = 4$ ceros rellenados, ancho de haz a 3dB de 37.4°, rizado de ± 0.25 dB, y todos los lóbulos laterales a -16 dB, generado por un array lineal de 16-elementos separados $\lambda/2$. Línea roja: máscara que define los límites impuestos a este diagrama.

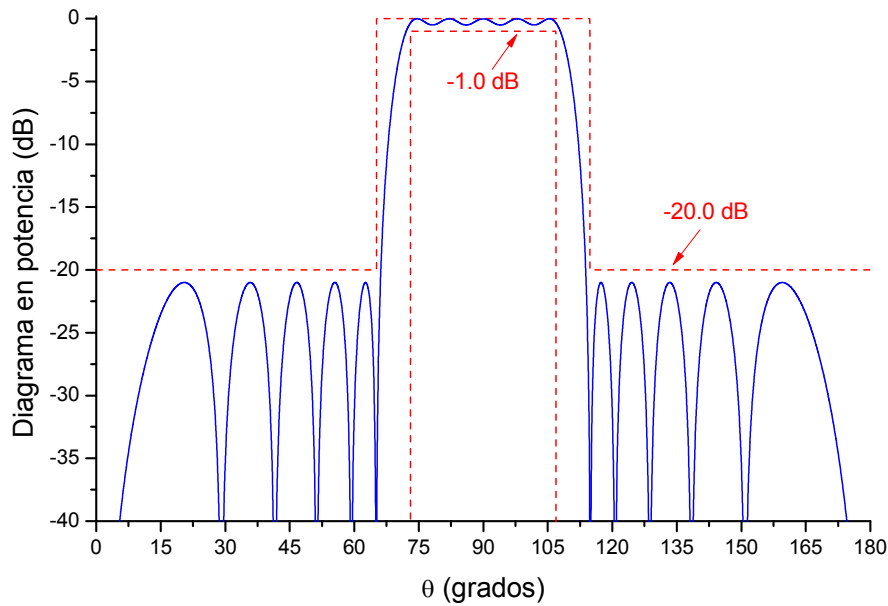


Fig. 5.2. Línea azul: diagrama simétrico de tipo *flat-topped beam* con $M = 4$ ceros rellenados, ancho de haz a 3dB de 39.0°, rizado de ± 0.25 dB, y todos los lóbulos laterales a -21 dB, generado por un array lineal de 16-elementos separados $\lambda/2$. Línea roja: máscara que define los límites impuestos a este diagrama.

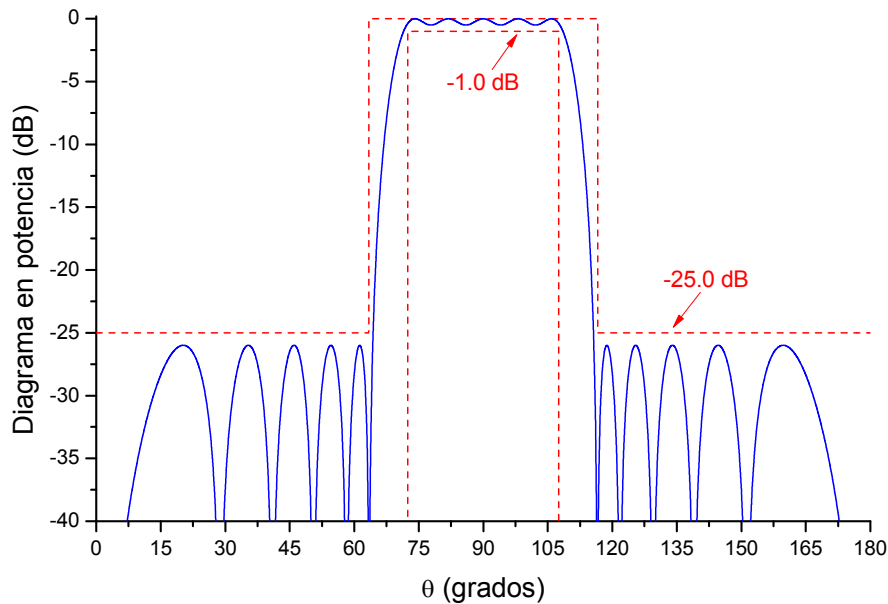


Fig. 5.3. Línea azul: diagrama simétrico de tipo *flat-topped beam* con $M = 4$ ceros rellenados, ancho de haz a 3dB de 40.5°, rizado de ± 0.25 dB, y todos los lóbulos laterales a -26 dB, generado por un array lineal de 16-elementos separados $\lambda/2$. Línea roja: máscara que define los límites impuestos a este diagrama.

En el primer caso, sintetizamos el diagrama de tipo *flat-topped beam*, con todos los lóbulos laterales a un mismo nivel (similar al diagrama Dolph-Chebyshev) comprendido entre -16 dB y -26 dB. Las raíces resultantes se muestran en la Tabla 5.1. Tras chequear las 16 posibles soluciones, escogemos aquella que maximiza el porcentaje de diagramas que satisfacen los requerimientos de la máscara (*tasa de éxito*) al simular los errores. Con el fin de establecer una comparativa, también se han incluido los resultados para la solución de minimiza el rango dinámico, $|I|_{\max}/|I|_{\min}$, un criterio muy utilizado en la literatura previa [1-5]. En las Tablas 5.2-5.4 se presentan los resultados obtenidos considerando errores en amplitudes, fases y posiciones de los elementos correspondientes a los diagramas de las Figs. 5.1 a 5.3. La primera columna indica si estamos considerando errores en amplitudes (Δ_{amp}), en fases (Δ_{ph}), o en posiciones (Δ_{pos}), mientras que la segunda indica los límites de las distribuciones utilizadas para calcular dichos errores. En las 2 últimas columnas se muestran los resultados obtenidos considerando la solución que optimiza el rango dinámico. Las columnas *Sol.* indican si la distribución de excitaciones óptima es real (R) o compleja (C), y también si son simétricas (S) o asimétricas (A).

Tabla 5.2. Tolerancia a errores en las amplitudes de excitación, fases y posiciones de los elementos de la antena que genera el diagrama de la Fig. 5.1, con todos los lóbulos laterales a -16 dB.

Tipo de Error	Límites del error	Optimización de la tasa de éxito*			Optimización de $ I _{\max}/ I _{\min}$		
		Tasa de éxito (%)	$ I _{\max}/ I _{\min}$	Sol.	Tasa de éxito (%)	$ I _{\max}/ I _{\min}$	Sol.
Δ_{amp} (dB)	± 0.3	98.2	139.8	RA	95.2	2.3	CS
	± 0.5	75.4	139.8	RA	57.3		
	± 0.7	49.5	139.8	RA	24.7		
	± 1.0	26.3	139.8	RA	6.1		
Δ_{ph} (°)	± 1.0	100.0	5.9	CS	100.0		
	± 2.0	98.5	5.9	CS	97.1		
	± 4.0	48.5	5.9	CS	38.5		
	± 6.0	13.2	5.9	CS	5.7		
Δ_{pos} (λ)	± 0.005	100.0	83.2	RA	99.6		
	± 0.010	88.6	83.2	RA	77.4		
	± 0.025	36.1	83.2	RA	7.6		
	± 0.050	9.0	83.2	RA	0.3		

* Tasa de éxito es el porcentaje de patrones que verifican las especificaciones de la máscara

Tabla 5.3. Tolerancia a errores en las amplitudes de excitación, fases y posiciones de los elementos de la antena que genera el diagrama de la Fig. 5.2, con todos los lóbulos laterales a -21 dB.

Tipo de Error	Límites del error	Optimización de la tasa de éxito			Optimización de $ I _{\max}/ I _{\min}$		
		Tasa de éxito (%)	$ I _{\max}/ I _{\min}$	Sol.	Tasa de éxito (%)	$ I _{\max}/ I _{\min}$	Sol.
Δ_{amp} (dB)	± 0.3	68.9	30.6	RA	44.9	2.3	CS
	± 0.5	29.4	30.6	RA	9.1		
	± 0.7	13.8	30.6	RA	2.1		
	± 1.0	4.9	30.6	RA	0.3		
Δ_{ph} (°)	± 1.0	99.4	5.6	CS	98.5		
	± 2.0	54.0	5.6	CS	44.3		
	± 4.0	6.4	5.6	CS	2.1		
	± 6.0	1.0	5.6	CS	0.1		
Δ_{pos} (λ)	± 0.005	91.7	70.3	RA	83.9		
	± 0.010	50.5	70.3	RA	23.9		
	± 0.025	9.9	70.3	RA	0.8		
	± 0.050	1.2	70.3	RA	0.0		

Tabla 5.4. Tolerancia a errores en las amplitudes de excitación, fases y posiciones de los elementos de la antena que genera el diagrama de la Fig. 5.3, con todos los lóbulos laterales a -26 dB.

Tipo de Error	Límites del error	Optimización de la tasa de éxito			Optimización de $ I _{\max}/ I _{\min}$		
		Tasa de éxito (%)	$ I _{\max}/ I _{\min}$	Sol.	Tasa de éxito (%)	$ I _{\max}/ I _{\min}$	Sol.
Δ_{amp} (dB)	± 0.3	20.1	14.5	RA	4.2	3.2	CS
	± 0.5	4.4	14.5	RA	0.3		
	± 0.7	1.7	14.5	RA	0.1		
	± 1.0	0.6	14.5	RA	0.0		
Δ_{ph} (°)	± 1.0	60.0	6.3	CS	51.7		
	± 2.0	7.3	6.3	CS	2.9		
	± 4.0	0.4	6.3	CS	0.0		
	± 6.0	0.1	6.3	CS	0.0		
Δ_{pos} (λ)	± 0.005	52.5	19.5	RA	28.3		
	± 0.010	14.9	19.5	RA	2.3		
	± 0.025	1.5	19.5	RA	0.0		
	± 0.050	0.1	19.5	RA	0.0		

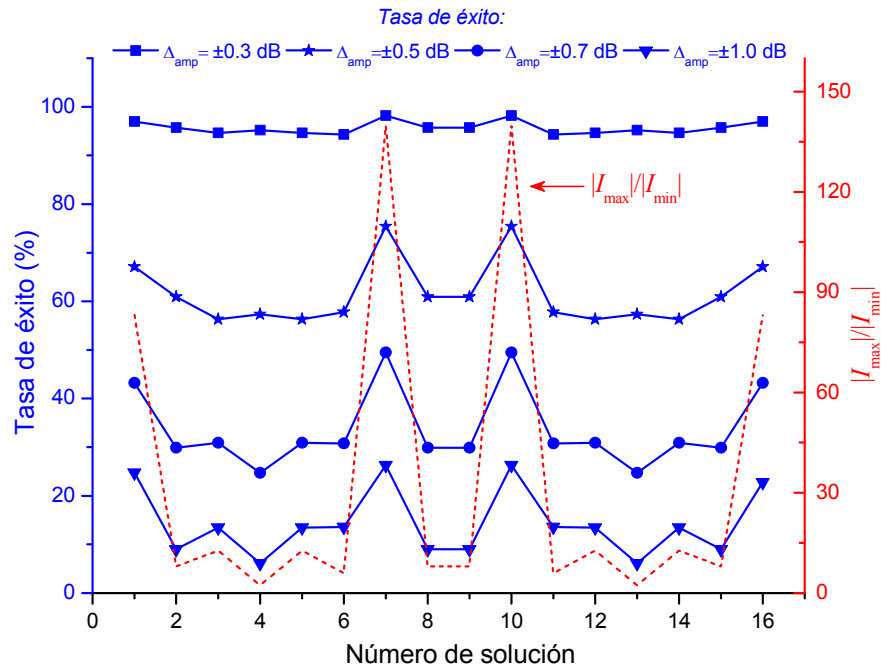


Fig. 5.4. Variación de la tasa de éxito y de $|I|_{\max} / |I|_{\min}$ frente al número de las 16 posibles soluciones de la antena que genera el diagrama de la Fig. 5.1.

De los resultados anteriores se observa que la solución que optimiza la tasa de éxito presenta una tolerancia a errores sensiblemente mejor que la solución que optimiza $|I|_{\max} / |I|_{\min}$. Por ejemplo, usando $SLL = -21$ dB y $\Delta_{\text{amp}} = \pm 0.3$ dB, la tasa de éxito aumentó desde el 44.9% hasta el 68.9%. Sin embargo, las soluciones que optimizan la tasa de éxito presentan un rango dinámico de excitación sensiblemente superior que al obtenido cuando se optimiza $|I|_{\max} / |I|_{\min}$, especialmente para las soluciones reales asimétricas (RA). Nótese que la solución que minimiza el rango dinámico siempre es complejo-simétrica (CS), mientras que la que optimiza la tasa de éxito es real-asimétrica para errores en las amplitudes de excitación y las posiciones de los elementos, pero complejo-simétricas para errores en las fases de excitación (obviamente, las soluciones reales no son consideradas para este tipo de errores). Además, la tasa de éxito disminuye rápidamente a medida que el SLL disminuye: esto es debido a que los lóbulos con menor nivel aumentan más rápidamente que los de mayor nivel ante pequeñas variaciones en las excitaciones o las posiciones de los elementos de la antena. En la Fig. 5.4 se representa la

tasa de éxito y el rango dinámico $|I|_{\max} / |I|_{\min}$ frente al número de las 16 posibles soluciones considerando errores en la amplitud de excitación: se observa que la tasa de éxito máxima se alcanza para las soluciones en las que el rango dinámico también es máximo.

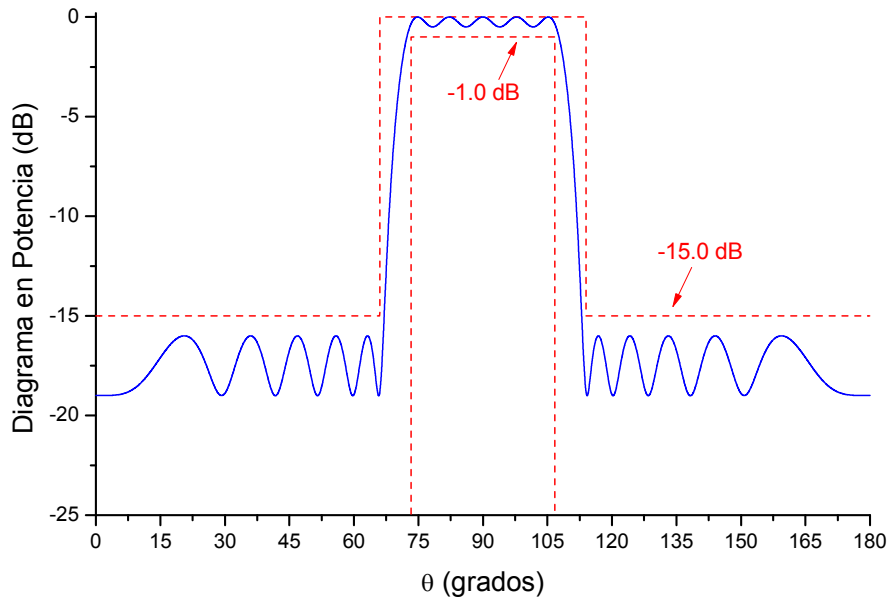


Fig. 5.5. Línea azul: diagrama simétrico de tipo *flat-topped beam* con $M=15$ ceros rellenos, ancho de haz a 3dB de 38.5° , rizado de ± 0.25 dB, y todos los lóbulos laterales a -16 dB con un nivel de relleno de ceros a -19 dB, generado por un array lineal de 16-elementos separados $\lambda/2$. Línea roja: máscara que define los límites impuestos a este diagrama.

Es posible mejorar la tasa de éxito (así como reducir el rango dinámico de excitación) rellenando los ceros de la región de lóbulos laterales como en [4-5]. Obviamente, a medida que aumenta M , el número de soluciones posibles aumenta exponencialmente, lo que permite encontrar una solución que presente una mayor tasa de éxito. Para dicho propósito, se ha sintetizado el mismo diagrama que el de la Fig. 5.1, pero rellenando todos los lóbulos laterales a un nivel 3 dB por debajo de su nivel máximo (en la Fig. 5.5 se muestra el diagrama y su máscara correspondiente, mientras que las raíces se muestran en la Tabla 5.1). Tras un chequeo exhaustivo de las 32.768 soluciones posibles (correspondientes a $M=15$ ceros rellenos), hemos obtenido los resultados que se muestran en la Tabla 5.5. Comparando estos resultados

con los de la Tabla 5.2, se observa que, rellenado todos los ceros del diagrama, es posible encontrar una solución que presente una mejor tolerancia a errores que en el caso anterior con ceros profundos. Nótese que la solución óptima que minimiza $|I|_{\max} / |I|_{\min}$ muestra un mejor rango dinámico que antes, pero presenta una peor tolerancia a errores. En este caso no existen soluciones complejo-simétricas, debido a que tenemos un número impar de raíces rellenadas. Por lo tanto, las soluciones que optimizan la tasa de éxito considerando errores en fases de excitación así como aquellas que optimizan el rango dinámico son, en este caso, complejo-asimétricas (CA).

Tabla 5.5. Tolerancia a errores en las amplitudes de excitación, fases y posiciones de los elementos de la antena que genera el diagrama de la Fig. 5.5, que presenta todos los ceros rellenados.

Tipo de Error	Límites del error	Optimización de la tasa de éxito			Optimización de $ I _{\max}/ I _{\min}$		
		Tasa de éxito (%)	$ I _{\max}/ I _{\min}$	Sol.	Tasa de éxito (%)	$ I _{\max}/ I _{\min}$	Sol.
Δ_{amp} (dB)	± 0.3	99.6	249.7	RA	96.4	2.0	CA
	± 0.5	81.9	112.7	RA	53.7		
	± 0.7	60.0	24.8	RA	17.8		
	± 1.0	40.8	24.8	RA	3.4		
Δ_{ph} (°)	± 1.0	100.0	7.7	CA	100.0		
	± 2.0	99.5	84.1	CA	94.5		
	± 4.0	55.9	84.1	CA	31.3		
	± 6.0	28.1	7.7	CA	5.6		
Δ_{pos} (λ)	± 0.005	100.0	38.3	RA	99.4		
	± 0.010	96.1	46.9	RA	69.4		
	± 0.025	45.9	103.1	RA	7.1		
	± 0.050	21.5	10.3	RA	0.4		

En un ejemplo posterior, se sintetizó un diagrama de tipo *flat-topped beam* similar al de la Fig. 2, pero con unos lóbulos laterales que disminuyen progresivamente: en este caso hemos usado los niveles de los lóbulos laterales correspondientes a un diagrama de tipo Taylor con $SLL = -21$ dB y $\bar{n} = 2$. El diagrama y su máscara correspondiente se muestran en la Fig. 5.6, mientras que las raíces obtenidas se muestran en la Tabla 5.1. Los resultados obtenidos en este

caso se resumen en la Tabla 5.6. Comparando estos resultados con los de la Tabla 5.3, se observa que las soluciones que proporciona la síntesis del diagrama con este tipo de lóbulos laterales muestran una tolerancia a errores mucho mayor que en el caso anterior. A modo de ejemplo, usando $\Delta_{ph} = \pm 2.0^\circ$, la tasa de éxito óptima aumenta desde el 54.0% hasta el 97.3%. Esto es debido a que, al disminuir el nivel de los lóbulos progresivamente, se reduce la variabilidad de las excitaciones cerca de los bordes de la antena (*edge-brightening*) lo que mejora su tolerancia a errores y, por otro lado, también aumenta el margen entre el nivel de esos lóbulos y la máscara.

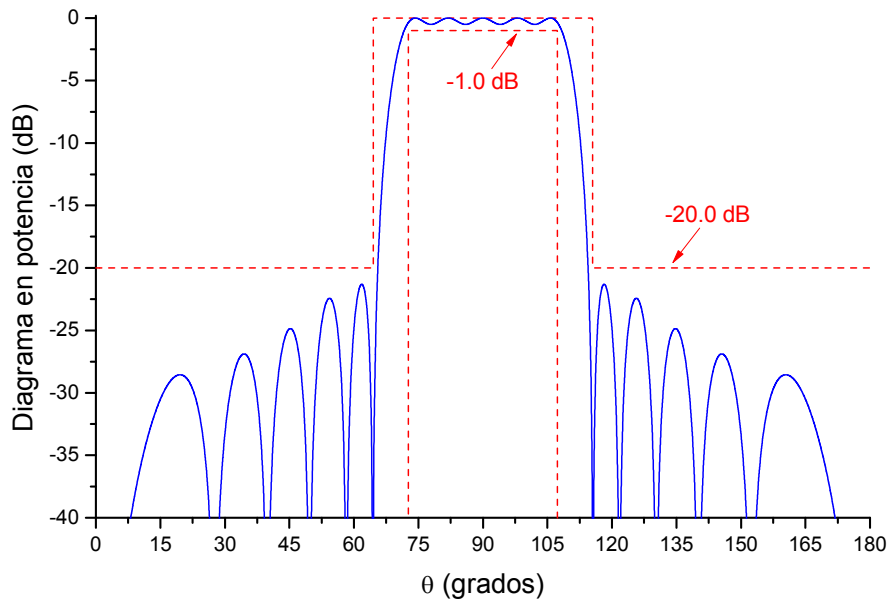


Fig. 5.6. Línea azul: diagrama simétrico de tipo *flat-topped beam* con $M=4$ ceros rellenados, ancho de haz a 3dB de 39.0° , rizado de ± 0.25 dB, y lóbulos laterales de un diagrama de tipo Taylor con $SLL = -21$ dB and $\bar{n}=2$, generado por un array lineal de 16-elementos separados $\lambda/2$. Línea roja: máscara que define los límites impuestos a este diagrama

Tabla 5.6. Tolerancia a errores en las amplitudes de excitación, fases y posiciones de los elementos de la antena que genera el diagrama de la Fig. 5.6, con los lóbulos laterales de un diagrama de tipo Taylor con $SLL = -21$ dB y $\bar{n} = 2$

Tipo de Error	Límites del error	Optimización de la tasa de éxito			Optimización de $ I _{\max}/ I _{\min}$		
		Tasa de éxito (%)	$ I _{\max}/ I _{\min}$	Sol.	Tasa de éxito (%)	$ I _{\max}/ I _{\min}$	Sol.
Δ_{amp} (dB)	± 0.3	98.7	22.8	RA	97.0	3.0	CS
	± 0.5	85.4	22.8	RA	72.5		
	± 0.7	68.6	22.8	RA	39.4		
	± 1.0	43.6	22.8	RA	9.8		
Δ_{ph} (°)	± 1.0	100.0	5.9	CS	100.0		
	± 2.0	97.3	5.9	CS	96.4		
	± 4.0	63.1	5.9	CS	47.3		
	± 6.0	25.3	5.9	CS	14.0		
Δ_{pos} (λ)	± 0.005	100.0	22.8	RA	100.0		
	± 0.010	99.4	22.8	RA	98.5		
	± 0.025	52.7	22.8	RA	30.8		
	± 0.050	11.3	22.8	RA	1.0		

Tabla 5.7. Tolerancia a errores en las amplitudes de excitación de los elementos de la antena que genera el diagrama de haz perfilado de la Fig. 5.1, con los lóbulos laterales de un diagrama de tipo Taylor con $SLL = -16$ dB y un parámetro \bar{n} variable.

\bar{n}	Δ_{amp} (dB)	Optimización de la tasa de éxito			Optimización de $ I _{\max}/ I _{\min}$		
		Tasa de éxito (%)	$ I _{\max}/ I _{\min}$	Sol.	Tasa de éxito (%)	$ I _{\max}/ I _{\min}$	Sol.
2	± 0.3	100.0	55.4	RA	100.0	2.6	CS
	± 0.5	100.0	55.4	RA	96.7		
	± 0.7	99.3	55.4	RA	79.2		
	± 1.0	93.4	55.4	RA	41.0		
4	± 0.3	100.0	2567.4	RA	100.0	2.1	CS
	± 0.5	99.1	2567.4	RA	95.1		
	± 0.7	93.4	2567.4	RA	72.7		
	± 1.0	78.9	2567.4	RA	31.6		
5	± 0.3	100.0	346.8	RA	100.0	2.2	CS
	± 0.5	96.7	346.8	RA	92.1		
	± 0.7	84.8	346.8	RA	62.9		
	± 1.0	63.4	346.8	RA	22.6		

Finalmente, se ha estudiado la influencia del parámetro \bar{n} sintetizando el diagrama de la Fig. 5.1 usando los lóbulos laterales de un diagrama de tipo Taylor con $SLL = -16$ dB y \bar{n} variando de 2 a 6. En la Tabla 5.7 se muestran los resultados obtenidos considerando errores en las amplitudes de excitación. Al igual que antes, al considerar diagramas de radiación con lóbulos laterales que van disminuyendo progresivamente, se mejora la tasa de éxito. Sin embargo, a medida que \bar{n} aumenta, los resultados empeoran porque los lóbulos disminuyen más lentamente.

También se ha llevado a cabo un análisis de tolerancia modificando el valor de rizado del diagrama de tipo *flat-topped beam* sintetizado (y modificando la máscara correspondiente para permitir, al igual que antes, un margen de 0.5 dB en el rizado). En este caso no se ha observado una variación significativa en la tasa de éxito.

5.3 Conclusiones

La multiplicidad de soluciones surgida a raíz del relleno de ceros permite sintetizar diagramas de haz perfilado que presentan una mejora significativa en la tolerancia de la antena ante errores en las amplitudes de excitación, fases o posiciones de los elementos. Puesto que las soluciones que optimizan la tasa de éxito muestran una tolerancia a errores mucho mejor que la de las soluciones que optimizan $|I|_{\max}/|I|_{\min}$, el diseñador debe elegir una solución de compromiso entre tolerancia a errores y rango dinámico de excitación.

Se ha observado que la tolerancia a errores de la antena no se ve afectada por el nivel de rizado del diagrama de radiación. Por otro lado, a medida que el SLL del diagrama sintetizado disminuye, la tolerancia a errores de la antena empeora. Sin embargo, dicha tolerancia puede mejorarse sintetizando diagramas con lóbulos laterales cuyo nivel disminuye progresivamente.

5.4 Referencias

- [1] H. J. Orchard, R. S. Elliott, and G. J. Stern, “Optimizing the synthesis of shaped beam antenna patterns,” *IEE Proc. H.*, vol. 132, no. 1, pp. 63-69, 1985.
- [2] O. M. Bucci, G. Franceschetti, G. Mazzarella, and G. Panariello, “Intersection approach to array pattern synthesis,” *Microwaves, Antennas Propagat., IEE Proc. H*, vol. 137, no. 6, pp. 349-357, 1990.
- [3] M. J. Buckley, “Synthesis of shaped beam antenna patterns using implicit constrained current elements,” *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 44, pp. 192-197, 1996.
- [4] J. A. Rodríguez and F. Ares, “Synthesis of shaped beam antenna patterns with null-filling in the sidelobe region,” *Electron. Lett.*, vol. 33, no. 24, pp. 2004-2005, 1997.
- [5] F. J. Ares Pena, J. A. Rodríguez González, E. Villanueva López, and S. R. Rengarajan, “Genetic algorithms in the design and optimization of antenna array patterns,” *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 47, no. 3, pp. 506-510, 1999.
- [6] J. C. Brégains, F. Ares, and E. Moreno, “Variation in the bandwidths of pattern-quality parameters and maximum embedded impedance among the solutions to shaped-beam synthesis problems for collinear dipole arrays,” *IEEE Antennas Wireless Propagat. Lett.*, vol. 2, pp. 267-268, 2003.
- [7] J. C. Brégains and F. Ares, “Variation in bandwidths among solutions to shaped beam synthesis problems concerning linear arrays of parallel dipoles,” *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 53, no. 1, pp. 563-565, 2005

Capítulo 6: Síntesis de diagramas suma utilizando arrays de elementos parásitos

6.1 Introducción

En este capítulo se diseñan arrays de antenas que utilizan dipolos parásitos para generar diagramas suma con buenas prestaciones. Estos elementos parásitos se iluminarán mediante un único dipolo o, a lo sumo, mediante un número reducido de dipolos con alimentación uniforme, lo que simplificará notablemente el diseño de la red de alimentación de la antena resultante. En la primera parte de este capítulo se utilizarán arrays lineales de dipolos parásitos iluminados mediante un array activo de dipolos con excitación uniforme, realizando una discusión de la influencia del tamaño del array activo y del parásito en las prestaciones de la antena. Posteriormente, se diseñarán arrays planos de elementos parásitos iluminados por un único dipolo activo. En este caso se simularán y optimizarán varios diseños, validando uno de ellos mediante la fabricación de un prototipo, que será medido en la cámara anecoica con el fin de verificar el método propuesto.

6.2 Síntesis de diagramas suma utilizando arrays lineales de dipolos parásitos iluminados por pequeños arrays con alimentación uniforme

6.2.1 Introducción

Como se ha indicado en el capítulo 1, los arrays de antenas son una buena solución para aplicaciones de comunicación tanto en el segmento espacial como el terrestre. Entre sus ventajas, se incluye la posibilidad de barrido rápido de haz y un control preciso en el diagrama de radiación [1-4]. Sin embargo, los principales inconvenientes de este tipo de antenas están relacionados con la elevada complejidad y coste de la red de alimentación (pasiva o activa), así como con la eficiencia y complejidad del módulo de RF a DC. Por lo tanto, es evidente el considerable interés de diseñar arrays de antenas con una red de alimentación simple [1-5]. Recientemente, el uso de arrays con elementos parásitos iluminados con un número reducido de

elementos activos ha recibido cierta atención [6-8], ya que la presencia de arrays parásitos aumenta el número de grados de libertad del problema, permitiendo llevar a cabo la síntesis sin modificar la alimentación del array activo, que, en algunos casos, llega a ser muy simple. Un ejemplo es la antena ESPAR [9], en la que un único dipolo activo ilumina un array parásito. El uso de arrays parásitos también facilita de reconfigurabilidad de haz, que puede conseguirse mediante una adecuada configuración de los elementos activos y pasivos del array [10-11]. Otros autores consiguen simplificar la red de alimentación utilizando antenas Yagi-Uda cuya geometría se optimiza con algoritmos genéticos [12-17]. Otra posible solución al problema que se plantea consiste en la utilización de resonadores Fabry-Perot [18], aunque este tipo de configuración presenta un ancho de banda muy limitado. Por último, añadir que también es posible combinar arrays activos y parásitos en placas de circuitos impresos [19].

En esta sección se sintetizarán diagramas de tipo suma utilizando antenas formadas por un array lineal de dipolos parásitos iluminados por un array activo, similar al anterior pero de tamaño más reducido y con alimentación uniforme. Tras este array activo se coloca un plano de tierra para aumentar la directividad de la antena. En el proceso de síntesis se optimizarán las distancias entre los dos arrays así como la separación entre los dipolos adyacentes de cada array. Durante la optimización, se tendrá en cuenta el acoplo mutuo entre elementos radiantes, utilizando un modelo que será validado mediante el simulador electromagnético FEKO [20]. También se analizará la influencia del cociente entre el número de elementos activos y de elementos parásitos en las prestaciones de la antena.

6.2.2 Método

La geometría de la antena se muestra en la Fig. 6.1. Dicha antena está formada por: 1) un array lineal de N dipolos cilíndricos con alimentación central, paralelos al eje Z y cuyos centros se sitúan a lo largo de una línea en el plano XY , paralela al eje X y a una distancia h de éste; 2) un array lineal de M dipolos parásitos colocados de forma similar al array anterior a lo largo de una línea a una distancia $h+\Delta y$ del eje x ; y 3) un plano de tierra situado en el plano $y=0$. Todos

los dipolos son de longitud $\lambda/2$, y los dipolos activos están uniformemente excitados con un voltaje de amplitud unidad.

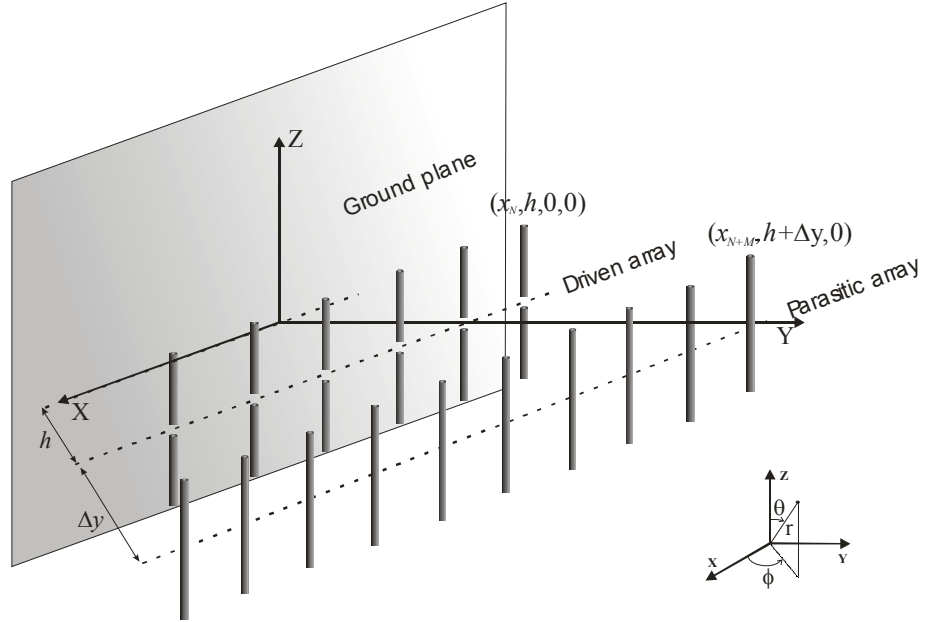


Fig. 6.1. Geometría de una antena compuesta por arrays lineales de dipolos activos y parásitos situados frente a un plano de tierra.

Puesto que los voltajes de los dipolos son conocidos ($V_n = 1$ si el elemento n -ésimo es activo y $V_n = 0$ si el elemento es parásito), es posible calcular la distribución de corrientes de la antena invirtiendo la matriz de impedancias $[Z]$ usando (2.4). Las auto-impedancias Z_{nn} y las impedancias mutuas Z_{mn} se calculan utilizando las expresiones de Hansen [21]. Finalmente, el diagrama de radiación $F(\theta, \phi)$ se calcula mediante la siguiente expresión, que tiene en cuenta la presencia del plano de tierra:

$$F(\theta, \phi) = f(\theta) \cdot \sum_{n=1}^{N+M} I_n \left[\exp\{jk \sin \theta (x_n \cos \phi + y_n \sin \phi)\} - \exp\{jk \sin \theta (x_n \cos \phi - y_n \sin \phi)\} \right] \quad (6.1)$$

donde k es el número de onda $2\pi/\lambda$, mientras que el centro del dipolo n -ésimo y de su imagen sobre el plano de tierra está situado en $(x_n, y_n, 0)$ y $(x_n, -y_n, 0)$, respectivamente, con

$y_n = h \ \forall n \in [1, \dots, N]$ y $y_n = h + \Delta y \ \forall n \in [N+1, \dots, N+M]$. Por otro lado, $f(\theta)$ es el factor elemento de un dipolo de longitud $\lambda/2$ [1]:

$$f(\theta) = \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos \theta\right)}{\sin \theta} \quad (6.2)$$

En este método, las variables x_n y Δy se optimizan mediante la técnica de *Simulated Annealing* [22]. En el proceso, se minimiza una función de coste C que está compuesta por un término para reducir el nivel de lóbulos secundarios (la diferencia cuadrática entre el nivel de lóbulos laterales del diagrama de radiación, SLL , y el valor deseado, SLL_d , ambos en dB) y otro término para maximizar la directividad máxima (Dir):

$$C(SLL, Dir) = c_1 (SLL - SLL_d)^2 + c_2 / Dir \quad (6.3)$$

donde los coeficientes c_1 y c_2 ajustan los pesos relativos de los términos de la función de coste. En los ejemplos presentados a continuación, se ha escogido $c_1 = 1$ y $c_2 = 100$ para favorecer la maximización de la directividad una vez alcanzado el nivel de lóbulos laterales deseado.

6.2.3 Resultados

En el primer ejemplo, se considera una antena con 8 dipolos activos y 16 dipolos parásitos sobre un plano de tierra situado una distancia $\lambda/4$. Se considera simetría respecto de los centros de los arrays. Todos los dipolos tienen un radio de 0.005λ . Tras el proceso de optimización se ha obtenido un diagrama de radiación con un nivel de lóbulos secundarios de -20 dB, una directividad de 21.3 dB y un ancho de haz de 5.4° a -3 dB. La geometría de la antena resultante se refleja en la Tabla 6.1. Estos resultados fueron posteriormente comprobados mediante una simulación de la antena en el programa FEKO [20] usando las geometrías indicadas en la Tabla anterior obteniendo casi el mismo patrón de radiación (v. Fig. 6.2), con valores de directividad, SLL y ancho de haz muy similares a los obtenidos en el proceso de optimización. El tiempo de

computación empleado en la optimización ha sido de aproximadamente 10 minutos, utilizando para ello un PC equipado con un procesador Core 2 Duo a 2.4 GHz.

Tabla 6.1. Geometría de la antena que genera el patrón de radiación de la Fig. 6.2.

<i>Array activo</i> ($V_n = 1$ V)		<i>Array parásito</i> ($V_n = 0$ V)			
n	$x_n (\lambda)$	n	$x_n (\lambda)$	n	$x_n (\lambda)$
4,5	± 0.6942	16,17	± 0.6632	12,21	± 2.8928
3,6	± 1.5887	15,18	± 0.9668	11,22	± 3.2002
2,7	± 3.0020	14,19	± 1.3694	10,23	± 4.3270
1,8	± 4.4771	13,20	± 1.6695	9,24	± 4.6499
$\Delta y = 0.158\lambda$					

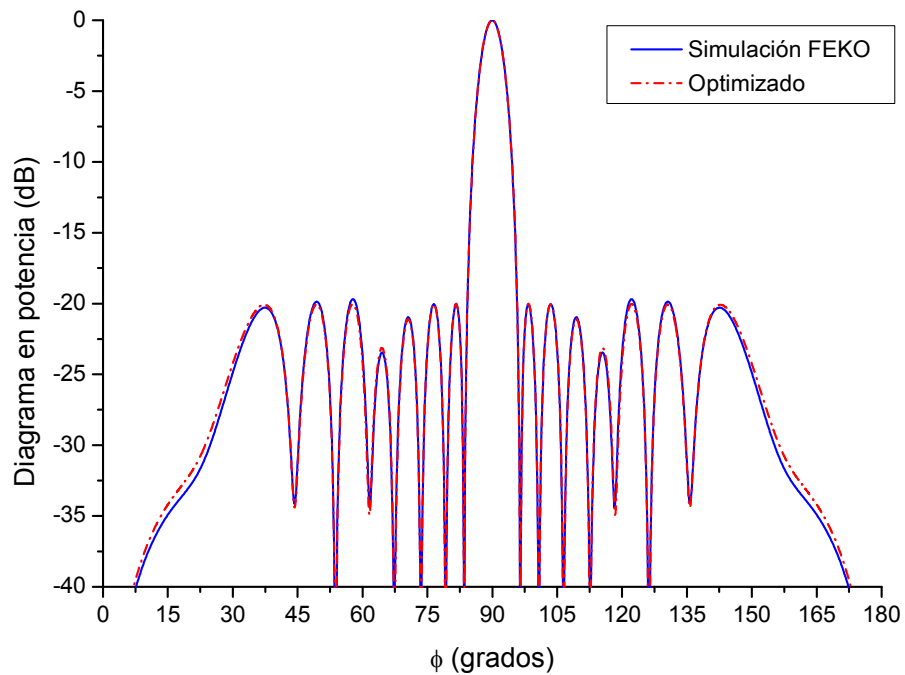


Fig. 6.2. Diagrama de radiación en el plano $\theta = \pi/2$ generado por una antena compuesta por 16 dipolos parásitos y 8 dipolos activos alimentados con voltajes uniformes sobre un plano de tierra. La línea roja indica el diagrama obtenido en el proceso de optimización y la línea azul el obtenido en la simulación con FEKO.

En la Tabla 6.2 se muestran los resultados obtenidos variando tanto número de dipolos activos como parásitos. Como era de esperar, el incremento del número de dipolos activos permite mejorar las prestaciones del diagrama. Sin embargo, para un número fijo de elementos activos, sólo es necesario incrementar el número de dipolos pasivos hasta un cociente pasivos/activos (M/N) de 2. Por ejemplo, si se dispone de 8 dipolos activos, aumentando el número de elementos pasivos de 12 a 16 se incrementa la directividad en 1.1 dB y se estrecha el ancho de haz en 1.38° , sin embargo si se añaden 4 elementos pasivos adicionales tan sólo se consigue un aumento de 0.1 dB en la directividad y un estrechamiento del ancho de haz de 0.18° , tal y como se muestra en la Tabla 6.3. Esta misma conclusión se obtiene comparando las columnas de la izquierda y de la derecha de la Tabla 6.2, en donde se observa que para $N \leq 10$, los resultados obtenidos considerando $M=20$ apenas mejoran los obtenidos con $M=2N$.

Tabla 6.2. Nivel máximo de SLL , directividad y ancho de haz (BW) a -3 dB de los diagramas de radiación sintetizados usando N dipolos activos y M dipolos parásitos, donde $N=4, 6, 8$ ó 10 y o bien, $M=20$ (panel de la izquierda) o $M=2N$ (panel de la derecha).

N	$M=20$						$M=2N$				
	M/N	Long. Array activo (λ)	Long. Array parásito (λ)	SLL (dB)	Dir (dB)	BW -3 dB	Long. Array activo (λ)	Long. Array parásito (λ)	SLL (dB)	Dir (dB)	BW -3 dB
10	2.0	11.19	13.41	-20.0	22.0	4.26°	11.19	13.41	-20.0	22.0	4.26°
8	2.5	9.01	11.48	-20.0	21.4	5.22°	8.95	9.30	-20.0	21.3	5.40°
6	3.3	5.95	12.55	-20.0	19.7	7.44°	5.78	6.30	-20.0	19.5	7.86°
4	5.0	3.44	16.98	-20.0	17.8	11.52°	2.97	3.31	-20.0	17.6	12.10°

La Fig. 6.3, junto con la Tabla 6.2, sugiere la causa del valor techo del número de elementos parásitos útiles por cada elemento activo. Cuando $M=2N$, el array activo es al menos dos veces más largo que un array con el mismo número de elementos uniformemente espaciado a 0.5λ , es decir, el array activo aumenta su tamaño para reducir el ancho de haz, y el array parásito, que en todos los casos es ligeramente más largo que el activo, produce la disminución en el nivel de lóbulos secundarios. Cuando el cociente M/N es grande, prácticamente no se gana nada al agrupar los elementos parásitos delante del array activo, por lo que los elementos

parásitos de los extremos tienden a colocarse muy lejos del array activo de forma que en ellos apenas se induce alguna excitación. De esta forma, la contribución de estos elementos al diagrama de radiación es casi inapreciable, aunque su presencia influye en las posiciones de los elementos más centrales. En el otro extremo, por ejemplo para el caso $M=4$ de la Tabla 6.3, los resultados sugieren que cuando hay muchos menos elementos parásitos que elementos activos, los primeros se emplean para estrechar el haz del diagrama al incrementar la longitud efectiva de la antenna, a pesar de estar débilmente excitados. Esta podría ser la misma razón por la cual, con $M=20$ y $M/N > 2.5$, la longitud del array de parásitos se aumenta a medida que decrece el número de elementos activos (v. Tabla 6.2). Sea como fuere, la conclusión general que se puede desprender es que no compensa usar más del doble de elementos parásitos que de elementos activos, puesto que la mejora obtenida es muy pequeña.

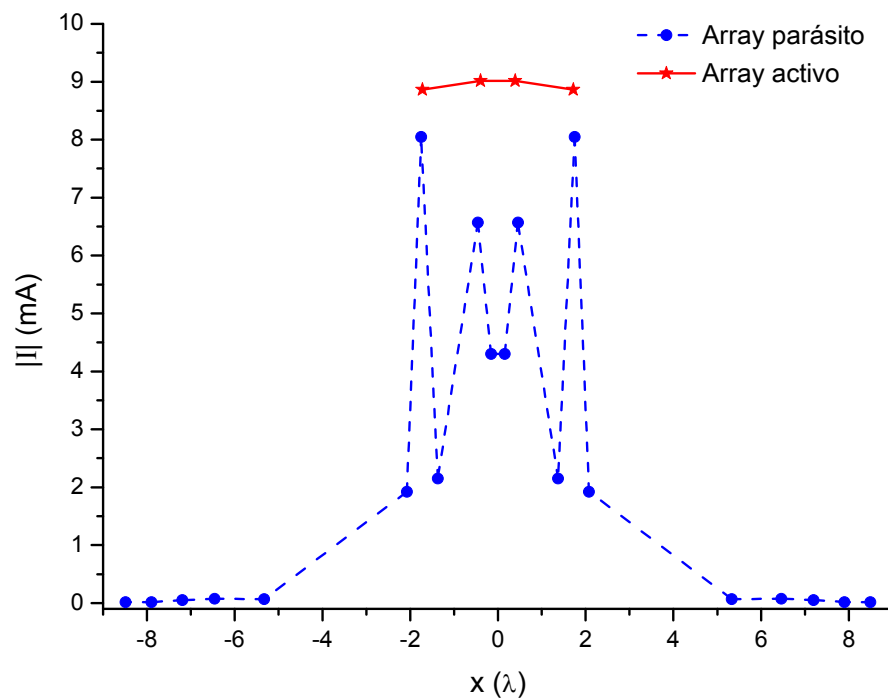


Fig. 6.3. Posiciones y excitaciones de los elementos de un array compuesto por 4 dipolos activos y 20 dipolos parásitos.

Tabla 6.3. Nivel máximo de *SLL*, directividad y ancho de haz (*BW*) a -3dB de los diagramas de radiación sintetizados usando 8 dipolos activos y de 0-20 dipolos parásitos. N =número de dipolos activos, M =número de dipolos parásitos.

M	M/N	<i>Longitud del array activo</i> (λ)	<i>Longitud del array parásito</i> (λ)	<i>SLL</i> (dB)	<i>Directividad</i> (dB)	<i>BW a -3 dB</i>
20	2.5	9.01	11.48	-20.0	21.4	5.22°
16	2.0	8.95	9.30	-20.0	21.3	5.40°
12	1.5	7.24	7.79	-20.0	20.2	6.78°
8	1.0	6.61	8.38	-20.0	18.9	6.96°
4	0.5	5.98	9.44	-20.0	18.3	7.38°
0	0	5.87	-	-17.3	17.8	8.28°

En la discusión anterior se han considerado ejemplos en los cuales los dipolos activos se alimentan con excitaciones uniformes lo cual permite utilizar redes de alimentación sencillas. El uso de elementos parásitos permite conseguir unas determinadas características de radiación usando un menor número de elementos activos, por lo que el diseño y construcción de la red de alimentación se ve simplificada. Sin embargo, también sería posible utilizar excitaciones no uniformes, lo que aumentaría los grados de libertad del problema y permitiría, no sólo mejorar el nivel de lóbulos laterales (introduciendo un *taper* en la ley de excitaciones), sino que también posibilitaría la síntesis de diagramas de radiación conformados o el desapuntamiento del haz (variando las fases de excitación como en sección 2.4.3). En estos casos, así como en el caso uniforme, el uso de elementos parásitos permitiría mejorar las características y el comportamiento de la antena usando para ello un número menor de elementos activos.

6.2.4 Conclusiones

Es posible obtener diagramas de radiación con un bajo nivel de lóbulos laterales y una directividad adecuada utilizando antenas formadas por un array lineal de dipolos parásitos situado frente a un array más pequeño de dipolos activos con alimentación uniforme, una configuración que simplifica el diseño de la red de alimentación. El principal efecto del array

parásito en la antena es permitir aumentar la longitud del array activo en un factor 2 o más, reduciendo el ancho de haz y manteniendo los lóbulos laterales a un bajo nivel. Fijado un número de elementos activos, el rendimiento de la antena mejora a medida que aumenta el número de elementos parásitos, pero sólo hasta que el número de parásitos es aproximadamente el doble que el número de elementos activos. Este método es fácilmente extrapolable al caso de arrays planos.

6.3 Síntesis de diagramas suma utilizando arrays planos de elementos parásitos alimentados por un solo elemento activo

6.3.1 Introducción

En la sección anterior se comprobó que la utilización de elementos parásitos en el diseño de antenas permite aumentar el número de grados de libertad del problema, permitiendo llevar a cabo la síntesis sin modificar la ley de alimentación del array activo, lo que simplifica la implementación de la antena. Así, en dicha sección, se diseñaron antenas compuestas de un array lineal de elementos parásitos iluminados por un array de dipolos activos con excitación uniforme.

A continuación, se demuestra que es posible diseñar arrays planos que requieren un solo punto de alimentación. Para este propósito, se presenta un método simple e innovador con el que se obtendrán varios diseños de antenas que utilizan arrays planos compuestos de elementos parásitos e iluminados por un único dipolo activo, lo que simplifica notablemente la red de alimentación resultante. La geometría de las antenas se optimiza utilizando el algoritmo PSO (*Particle Swarm Optimization*) [23-27] y el método de optimización local *Downhill Simplex*, mientras que para la simulación de las mismas se ha optado por usar el método de los momentos, todo ello integrado en el simulador electromagnético FEKO [20]. Todas las

configuraciones propuestas generan un diagrama de radiación suma con moderada ganancia y ancho de banda (BW). Además de describir el proceso de diseño, se lleva a cabo la construcción y medida de una de las antenas simuladas, que servirá de demostrador de la técnica propuesta.

6.3.2 Diseño y Simulación

6.3.2.1 Método

La antena está compuesta por 2 partes: i) la parte de alimentación que comprende un dipolo $\lambda/2$ situado a una distancia $\lambda/4$ sobre un plano a tierra; y ii) un array plano compuesto por los dipolos parásitos (ver Fig. 6.4). Este sistema de radiación equivale a un conjunto de dispersores situados en un entorno de acoplo mutuo y localizados en un plano.

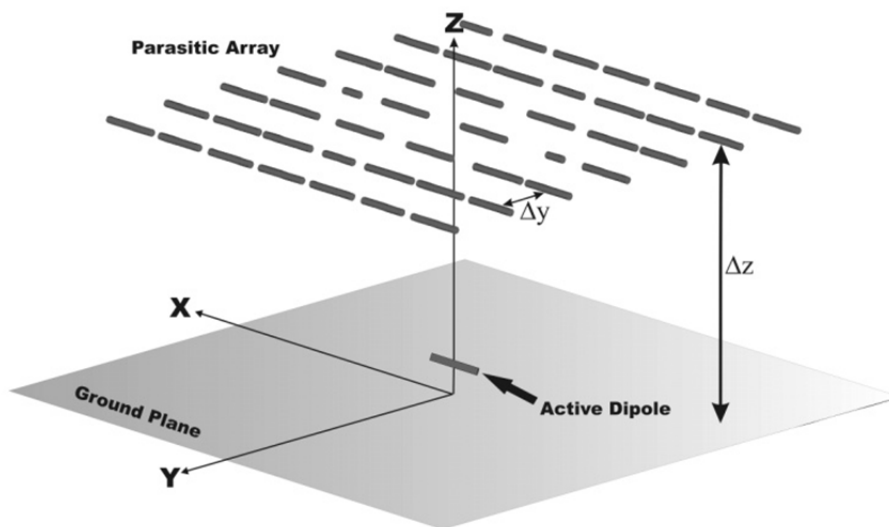


Fig. 6.4. Esquema de la geometría, donde se observan las diferentes partes de la antena propuesta.

El método propuesto se basa en la optimización de la geometría propuesta con el fin de obtener un diagrama con la mayor directividad posible. Durante este proceso de optimización con PSO, la alimentación de la antena, fijada previamente, se mantiene inalterable.

Inicialmente, se considera un array plano de dipolos parásitos de longitud $\lambda/2$ que se encuentran uniformemente espaciados. Esta geometría será usada como punto de partida en la optimización.

Durante el proceso de optimización se modifica la longitud de cada dipolo, la distancia entre el plano de tierra y el array parásito (Δz) y el interespaciado en la dirección del eje Y del array parásito (Δy), usando la geometría mostrada en la Fig. 6.4 (el interespaciado en el eje X no se optimiza puesto que, en las pruebas realizadas, siempre se fijaba el valor de este parámetro al mínimo posible). El objetivo es encontrar la geometría del array óptima para satisfacer la especificación de un determinado problema de síntesis. Con el fin de agilizar esta optimización, se considera simetría en cuadrantes en el array, lo que reduce el número de incógnitas del problema, y además, se considera un plano de tierra infinito, lo que simplifica las simulaciones realizadas durante el proceso.

Las variables anteriormente mencionadas se optimizan utilizando un algoritmo PSO, con el fin de minimizar una función de coste C en la que se busca incrementar la directividad de la antena en la dirección broadside ($\theta=0^\circ$, $\phi=0^\circ$):

$$C = 1 / \text{directividad} \quad (6.4)$$

Todo el proceso de optimización se ha realizado usando la herramienta de optimización que proporciona el programa FEKO [20]. Una vez finalizada dicha optimización, se lleva a cabo una simulación de la geometría resultante en la que se evalúan las corrientes inducidas en cada uno de los elementos parásitos. Aquellos elementos que presentan unas corrientes muy pequeñas se suprimen del array tras comprobar que su eliminación no empeora el resultado obtenido inicialmente. Esta medida conlleva una reducción adicional en la complejidad de la antena resultante. Finalmente, para realizar una simulación más realista, se sustituye el plano de tierra infinito por uno finito con un tamaño que excede en $\lambda/2$ el tamaño de la antena inicial en cada una de las direcciones.

Con el fin de mejorar la eficiencia de la red de alimentación, la impedancia del dipolo activo, Z_A (cociente entre el voltaje y la corriente en dicho dipolo), ha de coincidir con la impedancia característica de la línea de alimentación principal (Z_0). Para este propósito, se parte

de la geometría de la antena obtenida tras la aplicación del algoritmo PSO y se lleva a cabo una nueva optimización en la que se perturba ligeramente dicha geometría empleando un algoritmo *Downhill Simplex*, también incluido en el programa FEKO (este algoritmo, de optimización local, es notablemente más rápido que el PSO, de optimización global). En dicha optimización, se modifica, además de las variables optimizadas en el PSO, la longitud del dipolo alimentador. La modificación del tamaño del mismo permite eliminar la reactancia de Z_A , que suele ser un requisito imprescindible para la adaptación de impedancias puesto que el valor de Z_0 es real puro. En este caso, la función de coste se define como:

$$C = c_1 / \text{directividad} + c_2 |\text{Im}(Z_A)| + c_3 |\text{Re}(Z_A) - Z_0| \quad (6.5)$$

donde los coeficientes c_1 , c_2 y c_3 ajustan los pesos relativos de cada término.

6.3.2.2 Resultados

6.3.2.2.1 Plano de parásitos sobre un dipolo activo

Como un ejemplo de aplicación de la técnica descrita anteriormente, se ha considerado una antena diseñada a 1.645 GHz y compuesta inicialmente por 49 elementos parásitos de longitud $\lambda/2$. Todos los dipolos cuentan con un radio de 0.005λ . Tras el proceso de optimización inicial, basado en el algoritmo PSO, se obtuvo la geometría de la antena mostrada en la Fig. 6.5. El tamaño del array de parásitos resultante es de $3.81\lambda \times 3.31\lambda$, con $\Delta y = 0.55\lambda$ y $\Delta x = 0.55\lambda$, y situado a una altura de $\Delta z = 0.6\lambda$ respecto al plano de tierra (este valor se obtuvo durante el proceso de optimización sin imponer ningún tipo de restricción a la geometría de la antena). El diagrama de radiación resultante (ver Fig. 6.5) tiene una directividad máxima de 21.63 dB y un nivel de lóbulos laterales de -14.3 dB. Cabe destacar que la directividad máxima de una distribución de abertura sobre un plano de tierra, del mismo tamaño y con excitación uniforme es de 22 dB.

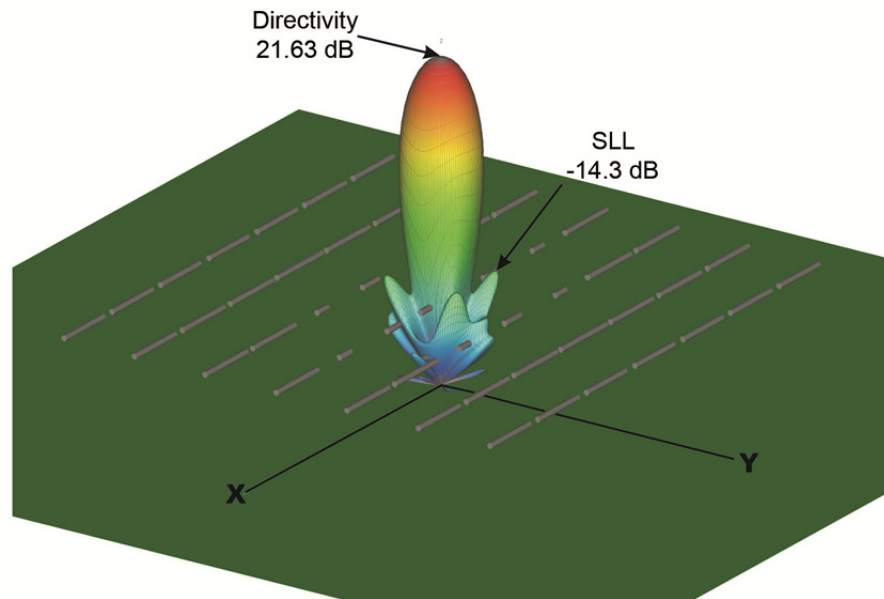


Fig. 6.5. Diagrama de radiación de la antenna resultado del proceso de optimización. En la antenna todavía no se han suprimido aquellos elementos parásitos débilmente excitados.

Tras el proceso de optimización, se lleva a cabo una simulación para analizar las corrientes inducidas en cada elemento parásito: en este caso, se observa que 10 de los elementos parásitos tienen corrientes prácticamente nulas, por lo que pueden ser eliminados tras comprobar que las prestaciones de la antenna no se ven afectadas. A continuación, se utiliza esta nueva geometría reducida para llevar a cabo una simulación en la que se sustituye el plano de tierra infinito por uno finito con un tamaño que excede en $\lambda/2$ las dimensiones del array parásito obtenido en cada una de las cuatro direcciones, esto es, de un tamaño total de $4.81\lambda \times 4.31\lambda$. Además, todos los elementos que conforman la antenna se consideran de cobre, teniendo en cuenta así las características electromagnéticas del mismo y pensando en la futura construcción de un prototipo. La antenna resultante, cuyo diagrama se muestra en la Fig. 6.6, tiene una directividad de 21.68 dB, un *SLL* de -14.2 dB, y presenta un nivel de radiación hacia atrás de -25 dB. Nótese que el nivel de *SLL* es ligeramente menor que el de la antenna resultante de la optimización (-14.2 dB frente a -14.3 dB), algo que era de esperar ya que, en este caso, se están considerando las propiedades electromagnéticas del cobre, y por tanto las pequeñas

pérdidas que origina. A modo de comparación, una distribución de abertura del mismo tamaño que el plano finito y con alimentación uniforme presenta una directividad de 24.16 dB.

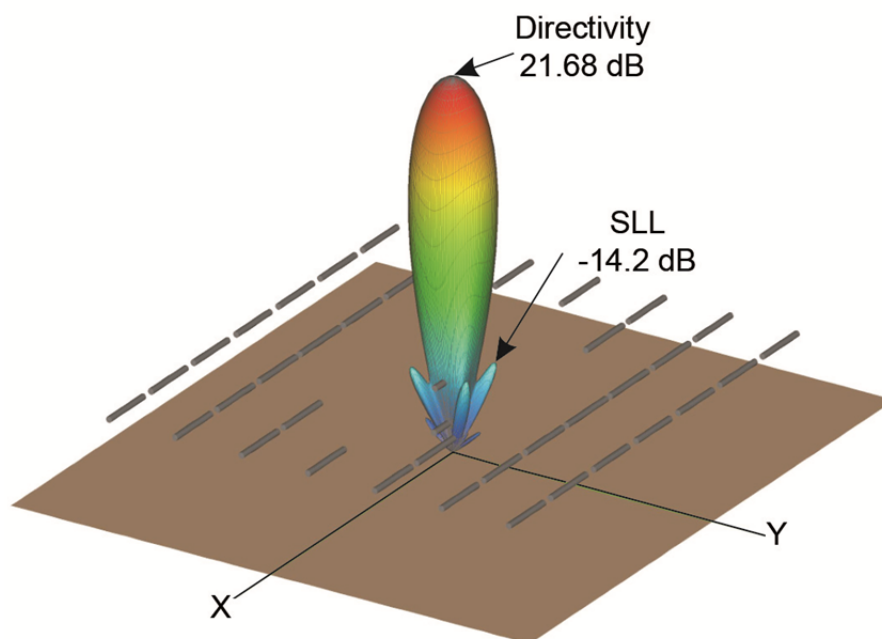


Fig. 6.6. Diagrama de radiación de la antena final, considerando el plano de tierra finito y tras eliminar 10 dipolos parásitos que, en la configuración mostrada en la Fig. 6.5, estaban débilmente excitados.

Realizando un análisis en frecuencia se ha obtenido que la antena tiene un ancho de banda de 3.91% tomando como criterio la ganancia absoluta a -3 dB, tal y como se muestra en la Fig. 6.7. Esta ganancia absoluta se ha calculado considerando que el dipolo alimentador está perfectamente adaptado a la frecuencia central. La Fig. 6.8 muestra el ancho de banda de la antena utilizando como criterio que el parámetro $|S_{11}|$ sea inferior a -10 dB, obteniendo un ancho de banda de 59.67%. Cabe destacar que la Fig. 6.8 nos proporciona poca información dado que la antena está limitada por su ancho de banda en ganancia: una vez que nos movemos fuera de esta zona la antena deja de ser eficiente y su ganancia se ve reducida drásticamente. Sin embargo, se considera oportuno incluirla pues nos da una idea de cómo varía el coeficiente de reflexión de la antena con la frecuencia.

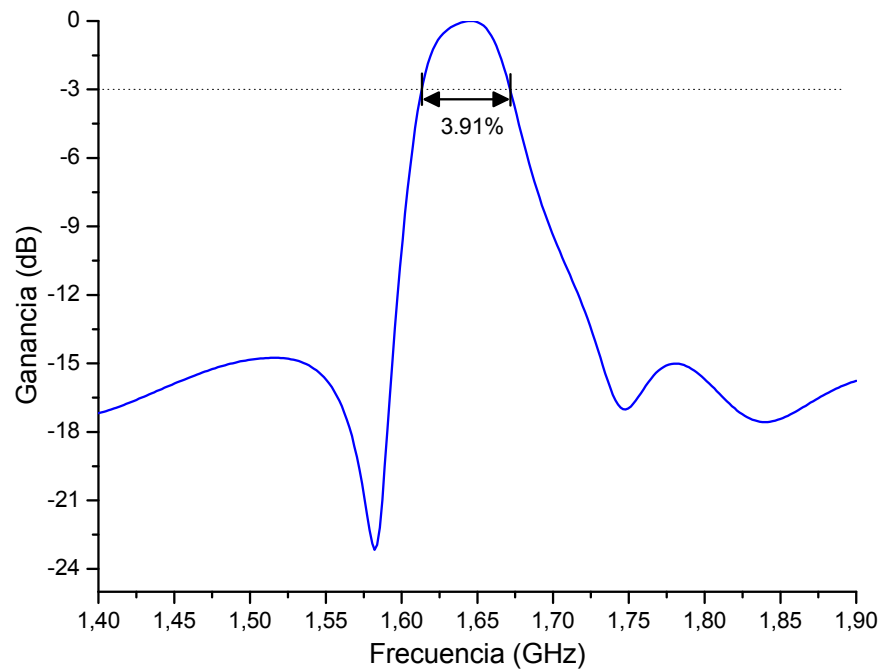


Fig. 6.7. Ancho de banda obtenido utilizando como referencia una tolerancia de 3 dB en ganancia con respecto al máximo.

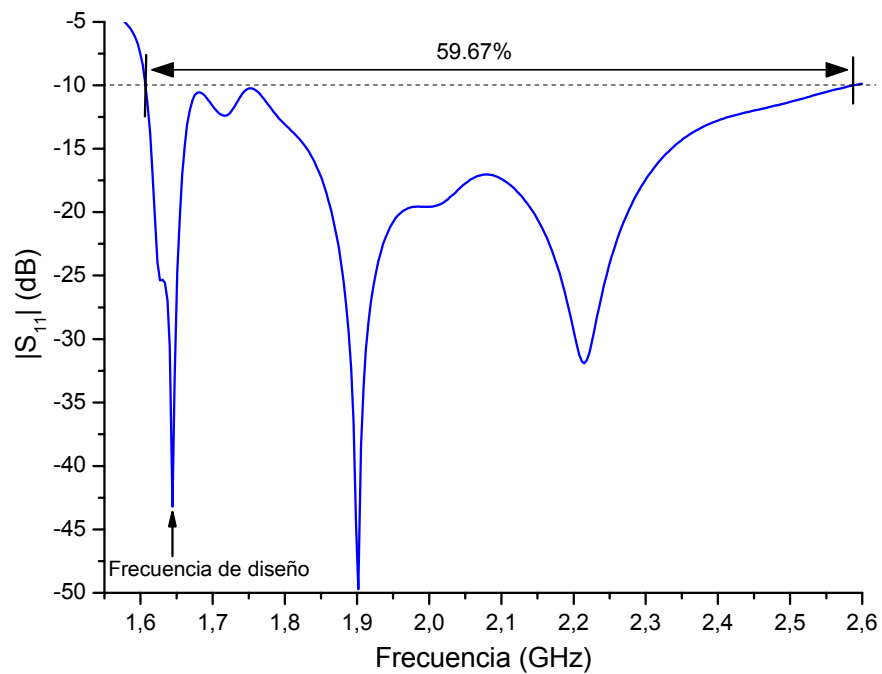


Fig. 6.8. Ancho de banda obtenido utilizando como referencia el $|S_{11}| \leq 10$ dB.

Finalmente, se lleva a cabo una simulación más realista teniendo en cuenta un determinado diseño para la capa de elementos parásitos. En concreto, los elementos parásitos de cobre se imprimen encima de un plano de sustrato de DICLAD 880 ($\epsilon_r = 2.17$, $\tan \delta = 0.0009$), el cual se sostiene sobre el plano de tierra metálico mediante cuatro tornillos de teflón. Tras una nueva optimización, se obtiene una antena con $\Delta z = 0.59\lambda$, $\Delta y = 0.60\lambda$ y $\Delta x = 0.55\lambda$, cuyo diagrama de radiación, mostrado en la Fig. 6.9, presenta un SLL de -12 dB y una directividad de 21.03 dB. En este caso la frecuencia de diseño es de 5 GHz y la antena cuenta con un total de 41 elementos parásitos (tras eliminar 8 dipolos débilmente excitados) y un tamaño de $4.73\lambda \times 4.60\lambda$.

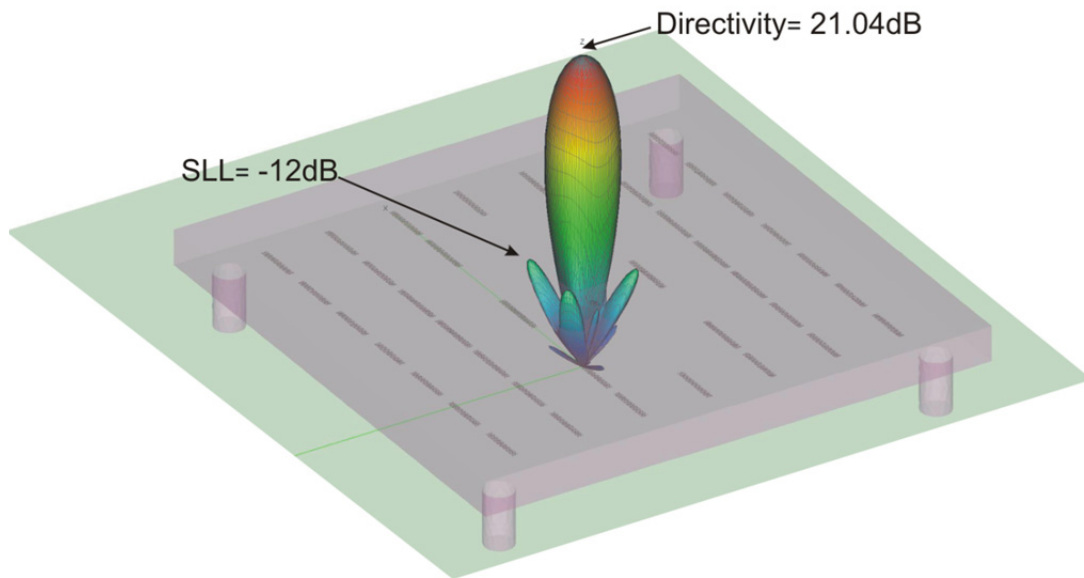


Fig. 6.9. Diagrama de radiación obtenido para un diseño de 41 elementos parásitos localizados a 0.59λ sobre un plano finito de tierra y teniendo en cuenta el sustrato dieléctrico y los tornillos de teflón.

6.3.2.2.1.1 *Estudio de la influencia de la altura del plano parásito sobre el plano de tierra*

Partiendo del diseño obtenido en la sección anterior correspondiente a la Fig. 6.6, se ha variado la distancia entre el array parásito y el plano de tierra Δz , con el fin de estudiar su influencia en la directividad resultante de la antena. Los resultados, mostrados en la Fig. 6.10, demuestran que la directividad de la antena presenta 4 máximos, separados aproximadamente

$\lambda/2$. A la vista de estos resultados, y partiendo de la antena inicial de 49 elementos, se llevaron a cabo optimizaciones utilizando cada uno de estos máximos para elegir la separación inicial entre el plano parásito y el plano de tierra. Así, en dichas optimizaciones se ha seguido un proceso similar al empleado en la sección anterior, pero el valor de Δz se ha restringido en un rango de $\pm 0.1\lambda$ en torno a cada uno de los máximos observados. En la Tabla 6.4 se muestran los resultados obtenidos tras llevar a cabo cada una de las optimizaciones. Se observa que a medida que la distancia entre el array plano y el dipolo alimentador aumenta, tanto el *SLL* como la directividad empeoran, pero el ancho de banda en ganancia mejora. Esto es debido a que, al aumentar Δz , el acoplo entre el dipolo alimentador y el array de elementos parásitos disminuye, por lo que el diagrama se asemeja cada más al de un dipolo aislado frente al plano de tierra (que presenta un peor nivel de *SLL* y de directividad con un ancho de banda mayor). En la Tabla 6.4 también se reflejan los valores de la impedancia activa Z_A obtenidos en cada caso, aunque éstos no han sido incluidos en la optimización.

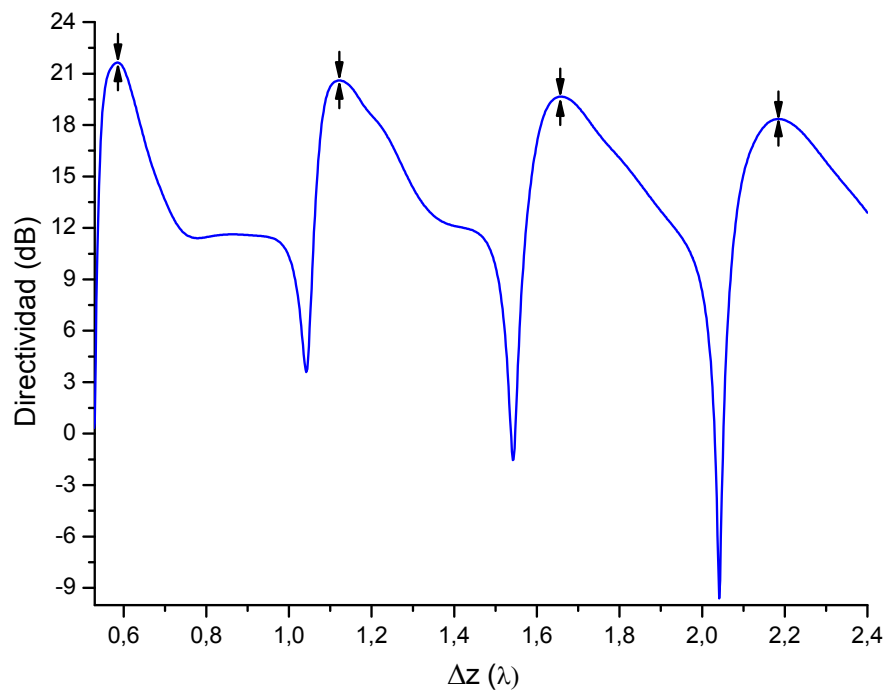


Fig. 6.10. Variación de la directividad frente a la altura del plano de parásitos con respecto del plano de tierra.

Tabla 6.4. Variación de los valores de ancho de banda, directividad y SLL , en función de la altura Δz .

Δz (λ)	Directividad (dB)	SLL (dB)	Z_A (Ω)	Ancho de banda en ganancia (%)			
				-3 dB	-1.5 dB	-1 dB	-0.5 dB
0.59	21.68	-14.2	220.6 + j163.9	3.91	3.00	2.48	1.77
1.12	20.82	-13.4	158.0 + j108.5	5.07	3.67	3.20	2.38
1.67	20.50	-12.0	124.0 + j91.0	6.48	4.32	3.57	2.62
2.20	19.91	-11.0	117.5 + j75.8	9.59	6.09	4.56	3.00

Tabla 6.5. Características de radiación de la antena tras el proceso de optimización, llevada a cabo mediante el algoritmo *Downhill Simplex*, de la geometría de las antenas correspondientes a los resultados mostrados en la Tabla 6.4. La longitud del dipolo activo se modifica para optimizar el valor de Z_A .

Δz (λ)	Z_0 (Ω)	Z_A (Ω)	Directividad (dB)	SLL (dB)	Ancho de banda en ganancia a -1 dB (%)
0.59	-	107.0+j0.2	21.49	-14.8	2.57
	75	75.6+j0.9	21.22	-13.4	2.12
	50	49.9+j0.5	20.37	-11.2	1.99
1.12	-	99.2+j0.7	20.89	-13.7	3.36
	75	73.8+j0.1	20.45	-11.4	2.78
1.67	-	80.8-j0.2	20.23	-12.9	3.55
	75	74.3-j0.6	20.15	-11.6	3.14
2.20	-	80.7-j0.1	19.48	-11.2	3.80
	75	73.2-j0.0	19.48	-11.1	3.71

6.3.2.2.1.2 Estudio de adaptación de impedancias

Usando las geometrías de las antenas correspondientes a los resultados mostrados en la Tabla 6.4 como punto de partida, se ha utilizado el algoritmo *Downhill Simplex* para optimizar el valor de la impedancia activa Z_A , con el fin de mejorar la adaptación de impedancias de la antena. Para cada caso, se han considerado tres valores objetivo para Z_A usando distintos valores

de Z_0 en (6.5): a) Z_A real puro -usando $c_3=0$ en (6.5)-, b) $Z_0 = 75 \Omega$, y c) $Z_0 = 50 \Omega$. Los resultados se muestran en la Tabla 6.5. En el caso a), donde no se considera ningún valor particular de Z_0 , los resultados son muy similares a los obtenidos en la Tabla 6.4 gracias a la perturbación de la longitud del dipolo activo. En el caso b), el valor obtenido de Z_A se ajusta muy bien al valor objetivo a costa de reducir ligeramente las prestaciones de la antena. Finalmente, el caso c) sólo es viable para $\Delta z = 0.59\lambda$: para distancias mayores el precio a pagar para conseguir una impedancia activa de 50Ω es demasiado elevado puesto que las prestaciones de la antena empeoran significativamente.

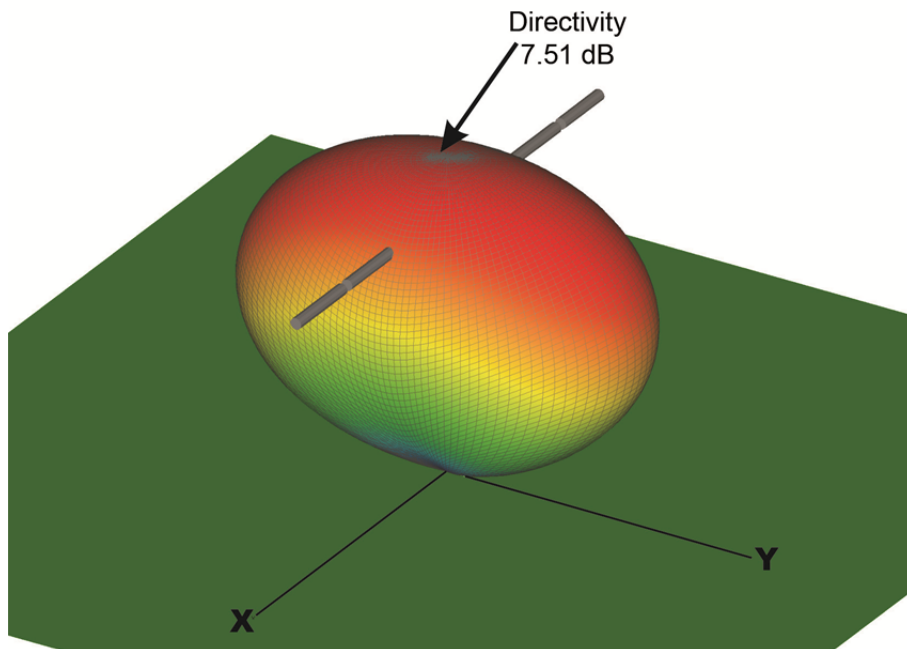


Fig. 6.11. Diagrama de radiación de un dipolo aislado, de longitud $\lambda/2$ y situado a una distancia $\lambda/4$ de un plano a tierra.

6.3.2.2.2 Dipolo $\lambda/2$ sobre plano de tierra

Con el fin de estudiar la influencia del array parásito en las prestaciones de la antena, se calculó el diagrama de radiación de un dipolo aislado de longitud $\lambda/2$, situado a una distancia $\lambda/4$ sobre el plano de tierra (ver Fig. 6.11). En este caso, la directividad del diagrama resultante es de 7.51 dB, por lo que la inclusión del array parásito mediante el método propuesto ha permitido una mejora en la directividad de 14.12 dB.

6.3.2.2.3 Antena con dos capas de elementos parásitos sobre un dipolo alimentador

Existe la posibilidad de utilizar varias capas de elementos parásitos a costa de perder compactibilidad en el sistema. En esta sección se presenta una configuración de antena con dos capas de 49 elementos parásitos sobre el dipolo alimentador. Tras el proceso de optimización, las alturas de ambas capas sobre el plano de tierra son de $\Delta z=0.59\lambda$ y $\Delta z=1.11\lambda$, respectivamente (ver Fig. 6.12), mientras que el interespaciado en los ejes X e Y viene dado por $\Delta y=0.50\lambda$ y $\Delta x=0.55\lambda$. Un posterior análisis de las corrientes en los dipolos permitió eliminar un total de 8 elementos débilmente excitados de la primera capa y 4 de la segunda, resultando un tamaño final para el array plano de $4.8\lambda \times 4.0\lambda$ (que incluye, como en el caso anterior, un plano de tierra que excede $\lambda/2$ el tamaño del array de parásitos en cada dirección). Esta antena cuenta con una directividad de 20.8 dB, esto es, 0.9 dB menor que la de la antena con una única capa. El diagrama de radiación, mostrado en la Fig. 6.12, presenta un *SLL* de -11.5 dB y una radiación hacia atrás de -22 dB. Tal y como se observa en la Fig. 6.13, el ancho de banda a -3 dB de ganancia absoluta es del 13.6%, lo que supone un aumento de, aproximadamente, un 10% con respecto al array diseñado en el ejemplo anterior, el cual contaba con una única capa de elementos parásitos.

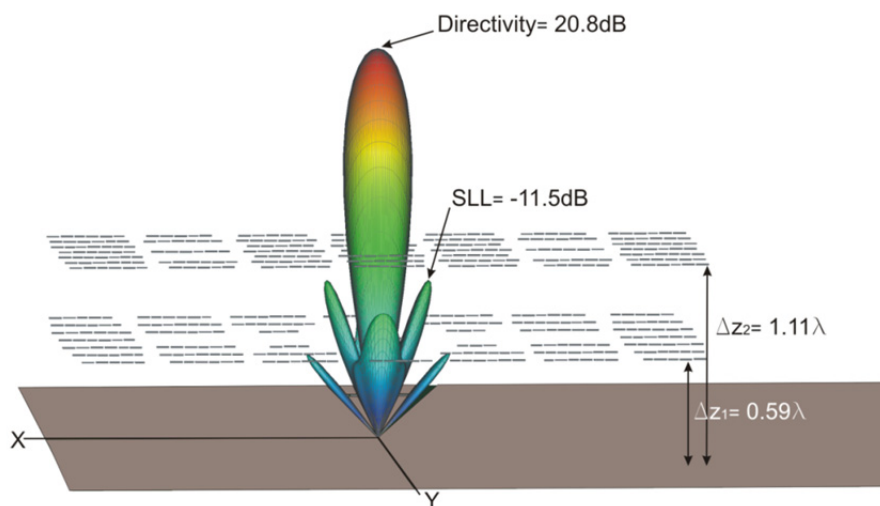


Fig. 6.12. Diagrama de radiación de la antena compuesta por dos capas de 49 elementos parásitos situadas a 0.59λ y a 1.11λ sobre el plano de tierra.

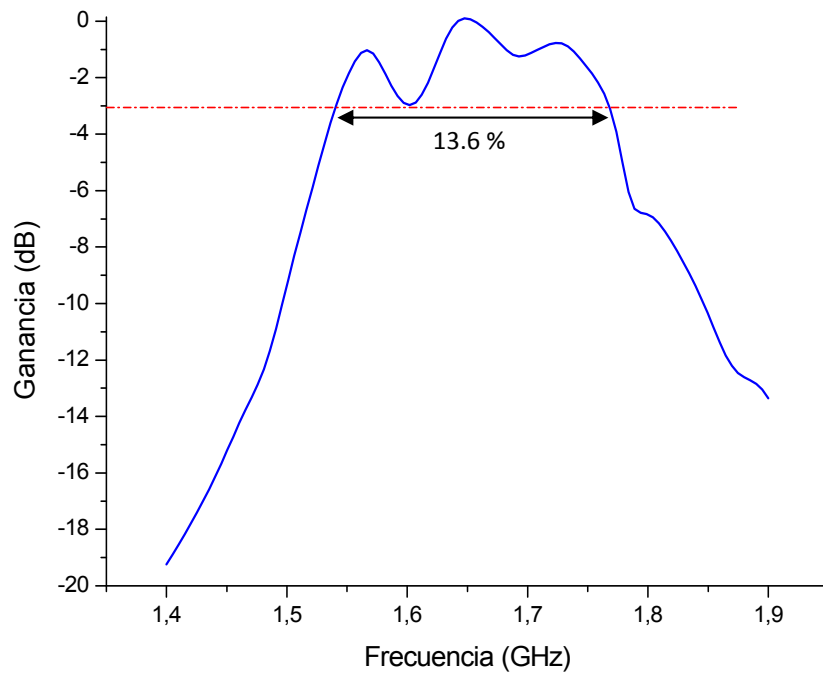


Fig. 6.13. Ancho de banda en ganancia de la antena de la Fig. 6.12.

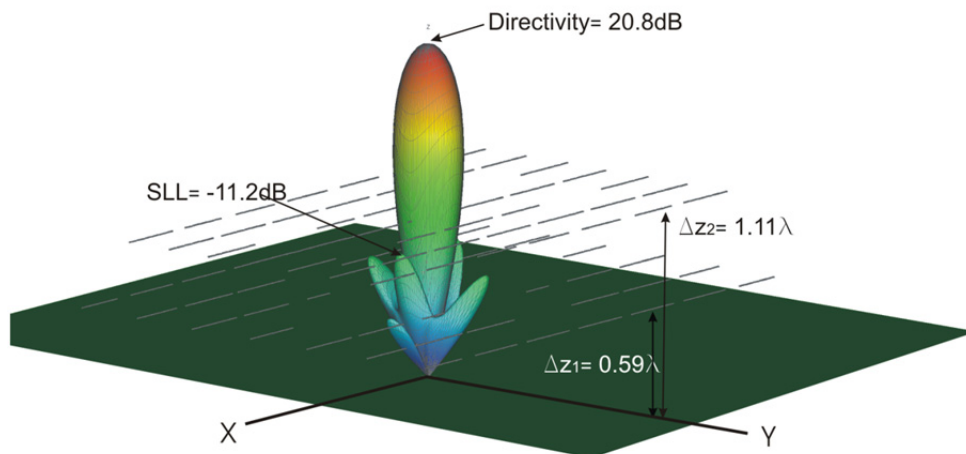


Fig. 6.14. Diagrama de radiación de la antena de dos capas compuesta por 49 elementos parásitos localizados a 0.59λ y a 1.11λ sobre el plano de tierra y con una impedancia activa de 75Ω .

Finalmente, se ha conseguido optimizar la geometría del conjunto con el fin de fijar la impedancia activa a un valor de $Z_A = 75.6\Omega + 0j$, manteniendo prácticamente los mismos valores de directividad, SLL y tamaño que los del ejemplo anterior. En la Fig. 6.14 se muestra la geometría del array así como el diagrama de radiación obtenido. La longitud del dipolo alimentador fue, en este caso, de 0.43λ .

6.3.2.2.4 Dipolo sobre un array de elementos parásitos

Es posible obtener un diseño de antena más compacto colocando el dipolo sobre un plano de elementos parásitos, lo que es equivalente a utilizar un alimentador más directivo. La simulación se ha realizado considerando un sustrato metalizado por ambas caras de DCLAD 880 ($\epsilon_r = 2.17$, $\tan \delta = 0.0009$), de modo que la cara inferior es equivalente a plano de tierra mientras que en la cara superior se colocan los elementos parásitos que permiten reconfigurar el diagrama de radiación del dipolo situado encima. En el proceso de optimización, además de las variables utilizadas en la sección anterior, también se ha modificado la longitud y el grosor de 48 elementos parásitos junto con la altura del alimentador sobre el plano. El array de elementos parásitos posee un elemento menos que en los ejemplos anteriores dado que ha de eliminarse el elemento central, puesto que éste imposibilitaría el poder fijar físicamente el alimentador al plano. En este caso, las corrientes sobre los distintos parásitos tienen una magnitud considerable por lo que no se ha podido eliminar ningún elemento.

Como resultado de la optimización, se ha obtenido una configuración cuyo diagrama de radiación, mostrado en la Fig. 6.15, presenta una directividad de 17.36 dB y un nivel de SLL de -9.63 dB (estos resultados suponen una mejora de 9.85 dB en directividad con respecto a la configuración del dipolo $\lambda/2$ sobre el plano de tierra, presentada en la sección 6.2.2.2). El ancho de banda en ganancia a -3 dB es de 2.54%, a -1 dB es de 1.27% (v. Fig. 6.16), mientras que tomando como referencia el parámetro S_{11} a -10 dB el valor se sitúa en un 14% (v. Fig. 6.17). El tamaño final de la antena es de $4.60\lambda \times 3.67\lambda$, con un valor de $\Delta y = 0.41\lambda$, mientras que el alimentador se encuentra a una altura de 1.22λ sobre el plano reflector.

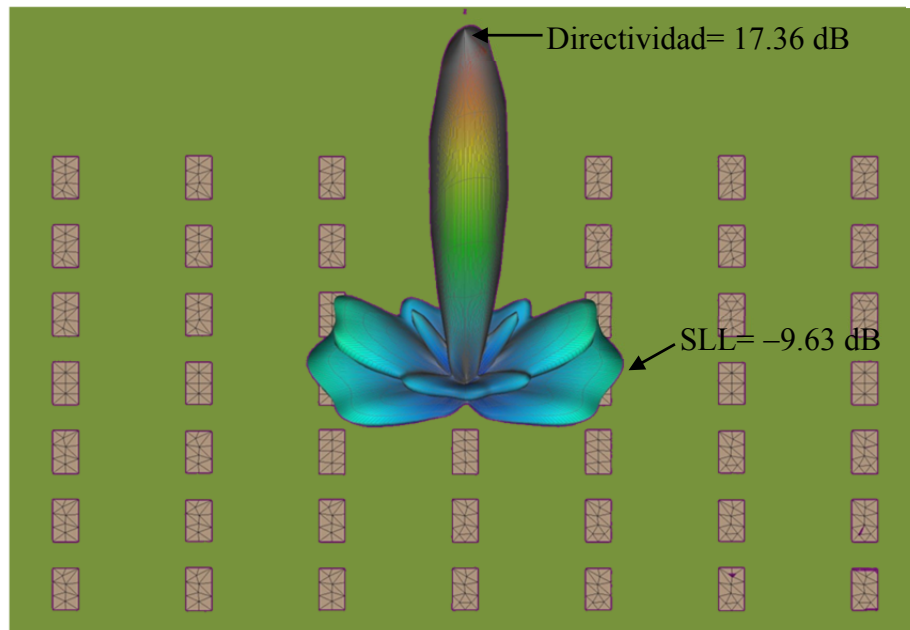


Fig. 6.15. Diagrama de radiación de la antena compuesta por un alimentador sobre un plano de 48 elementos parásitos con espaciados Δy uniformes.

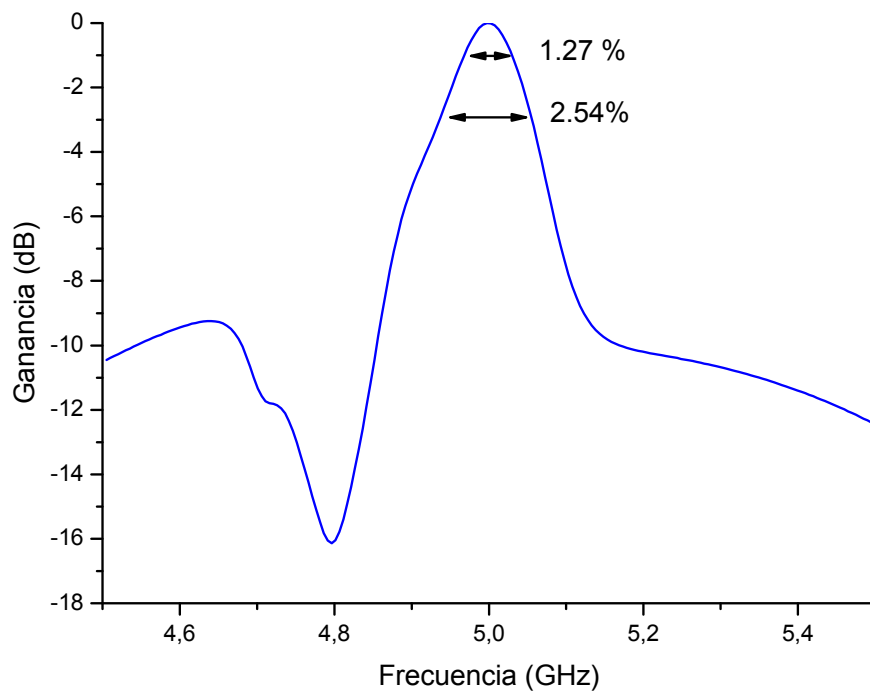


Fig. 6.16. Ancho de banda en ganancia de la antena de la Fig. 6.15.

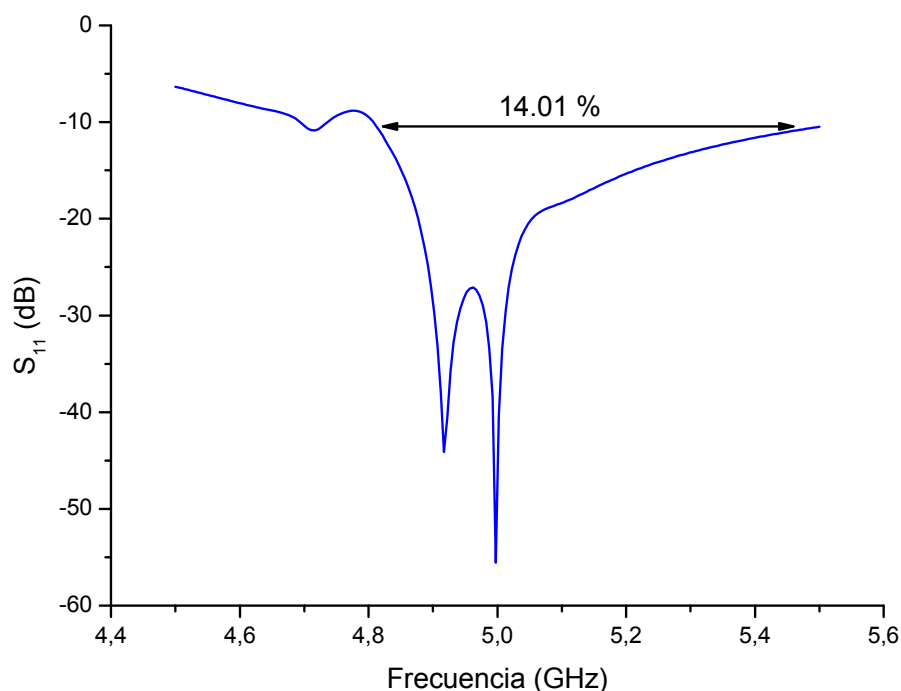


Fig. 6.17. Ancho de banda de la antena de la Fig. 6.15 teniendo en cuenta el parámetro S_{11} .

Es posible mejorar las características de radiación de la antena anterior si se introducen grados de libertad adicionales en la geometría de la antena durante el proceso de optimización. Más en concreto, se permitirá la modificación individual del valor de Δy para cada fila de elementos parásitos. En la Fig. 6.19 se muestran los resultados obtenidos, en los que se observa que la directividad es de 18.33 dB, lo que supone una mejora de aproximadamente 1 dB con respecto al diseño anterior, mientras que el SLL es de -10.92 dB, que supone una mejora de 1.3 dB. Por otro lado, el ancho de banda en ganancia a -1 dB se sitúa en 1.02% y a -3 dB en 1.94% (v. Fig. 6.20), mientras que en S_{11} a -10 dB es de 15.8% (v. Fig. 6.21). El tamaño de la antena para esta configuración es de $5.06\lambda \times 3.73\lambda$, con $\Delta y_1=0.45\lambda$, $\Delta y_2=0.33\lambda$ y $\Delta y_3=0.58\lambda$. El alimentador se encuentra situado a una distancia 1.23λ de sobre el plano.

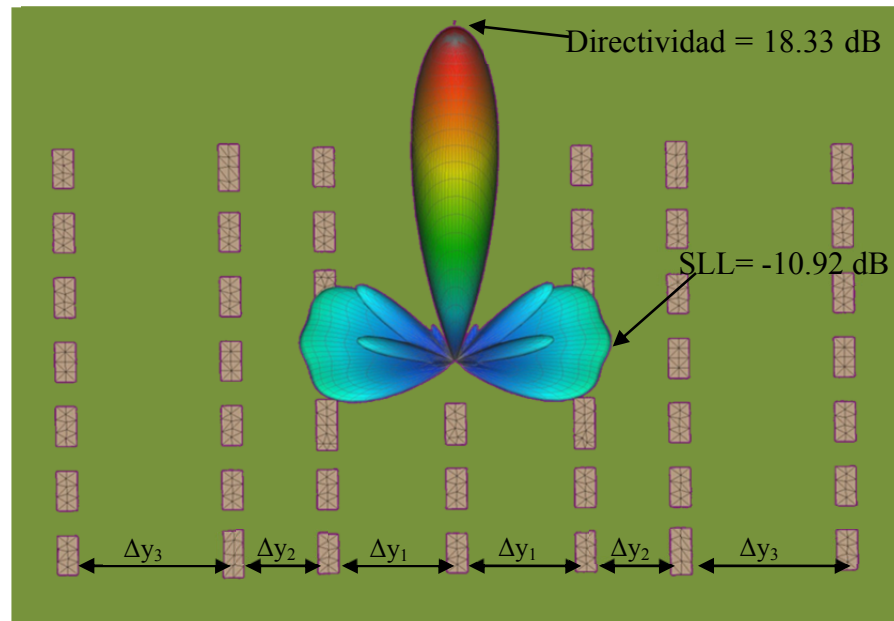


Fig. 6.18. Diagrama de radiación de la antena compuesta por un alimentador sobre un plano de 48 elementos parásitos con espaciados Δy no uniformes.

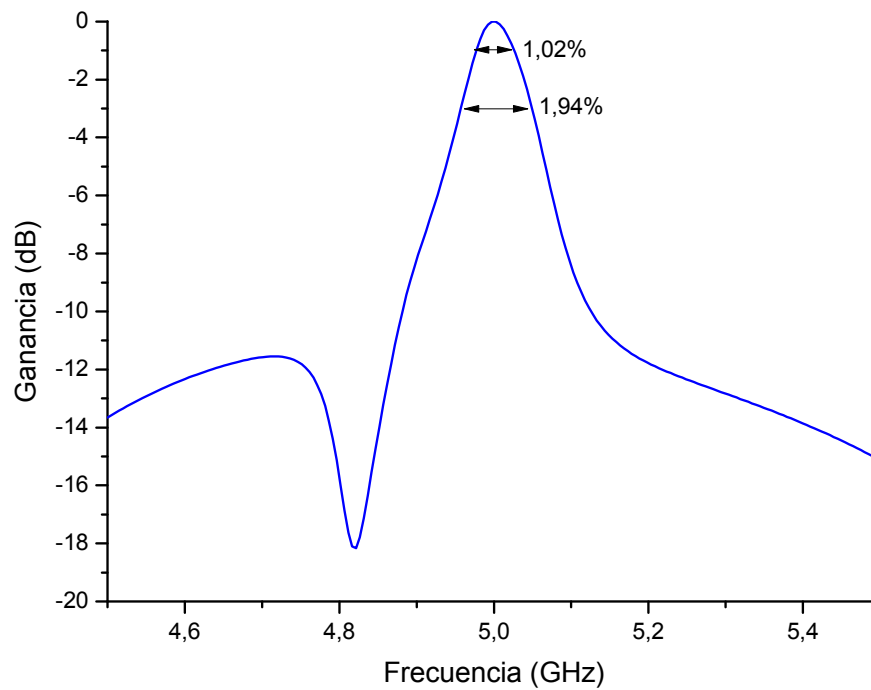


Fig. 6.19. Ancho de banda en ganancia de la antena de la Fig. 6.18.

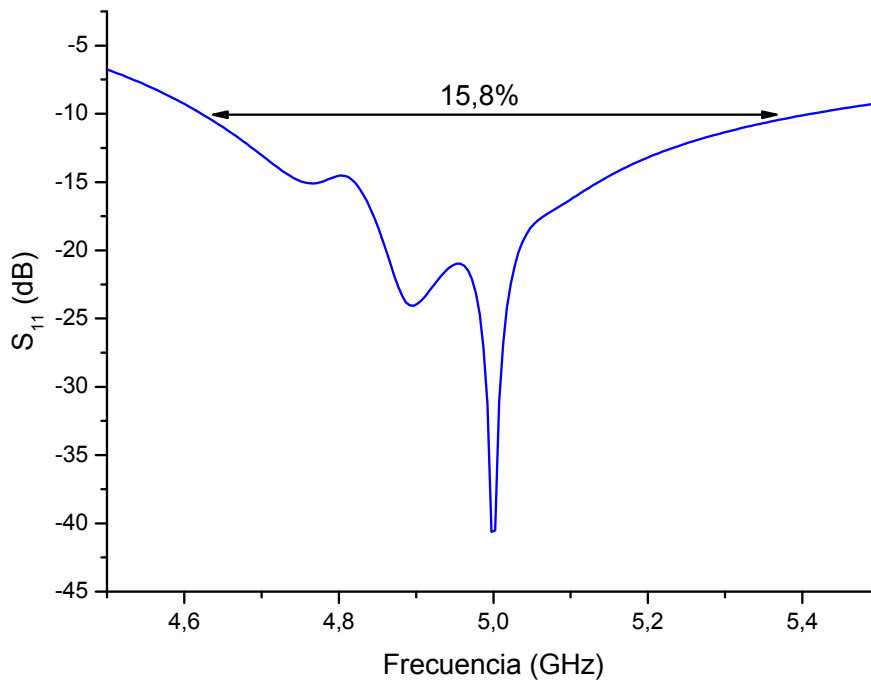


Fig. 6.20. Ancho de banda de la antena de la Fig. 6.18 teniendo en cuenta el parámetro S_{11} .

6.3.2.2.5 Dipolo entre dos arrays de elementos parásitos uniformemente espaciados

Como último ejemplo de diseño, se utilizará la configuración descrita en la sección anterior para irradiar un plano de 49 elementos parásitos situados en su parte superior (v. Fig. 6.21), combinando así los diseños de las secciones 6.3.2.2.1 y 6.3.2.2.4. Gracias a esta nueva capa de elementos es posible reconfigurar el haz de la antena diseñada en la sección anterior, aumentando su directividad. La optimización se ha realizado suponiendo que el plano superior es de DICLAD 880 ($\epsilon_r=2.17$, $\tan \delta=0.0009$), mientras que el plano inferior es de FR4 ($\epsilon_r=4.6$, $\tan \delta=0.014$) con metalización por ambas capas. En la optimización se controlan los tamaños y grosores de todos los dipolos parásitos así como las alturas tanto del plano de parásitos superior como del alimentador sobre el plano de tierra. En este caso, el espaciado Δy es el mismo para todas las filas de los arrays de elementos parásitos.

El tamaño final de la antena resultante es de $5.86\lambda \times 3.80\lambda$, cuyo diagrama de radiación se muestra en la Fig. 6.21. Se ha obtenido una directividad de 24.21 dB y un SLL de -9.29 dB. El ancho de banda en ganancia es del 1.90% y 3.26% a -1 dB y -3 dB, respectivamente

(Fig. 6.22), mientras que el ancho de banda teniendo en cuenta el parámetro S_{11} es del 29.15% a -10 dB (Fig. 6.23). Si comparamos estos resultados con los obtenidos con el diseño de la sección 6.3.2.2.1, se observa que hemos conseguido aumentar la directividad en 3 dB, aunque a costa de empeorar el SLL en 2.7 dB.

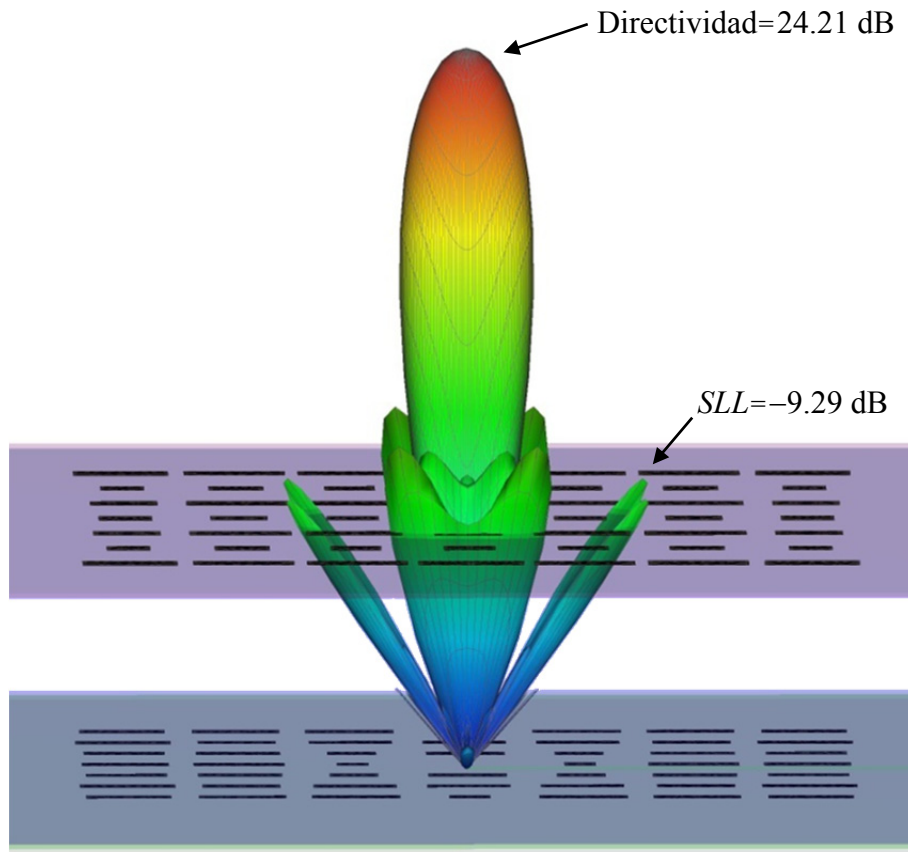


Fig. 6.21. Diagrama de radiación de la antena compuesta por un alimentador sobre un plano de 48 elementos parásitos con espaciados Δy uniformes en ambas capas.

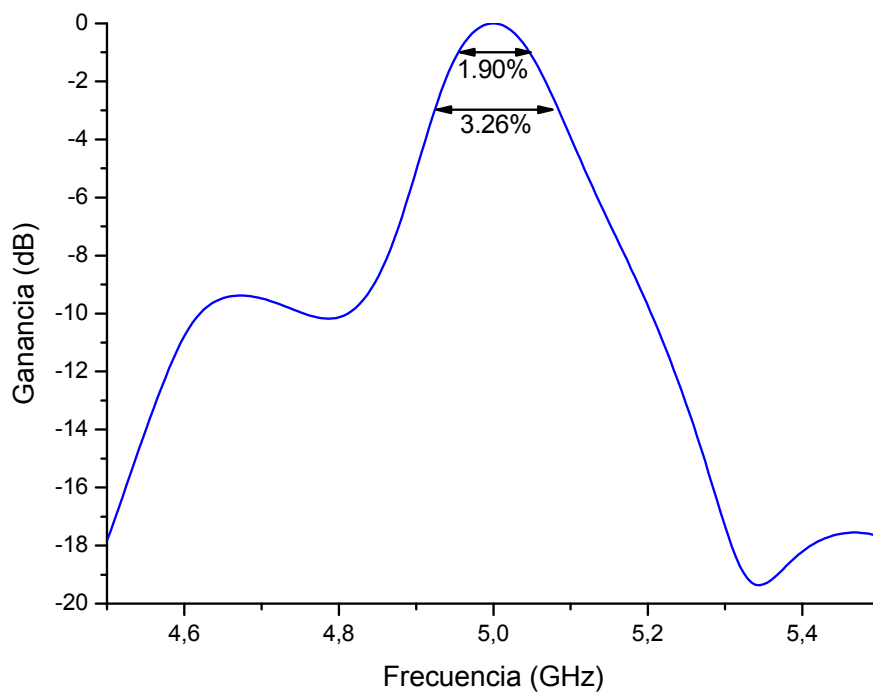


Fig. 6.22. Ancho de banda en ganancia de la antena de la Fig. 6.21.

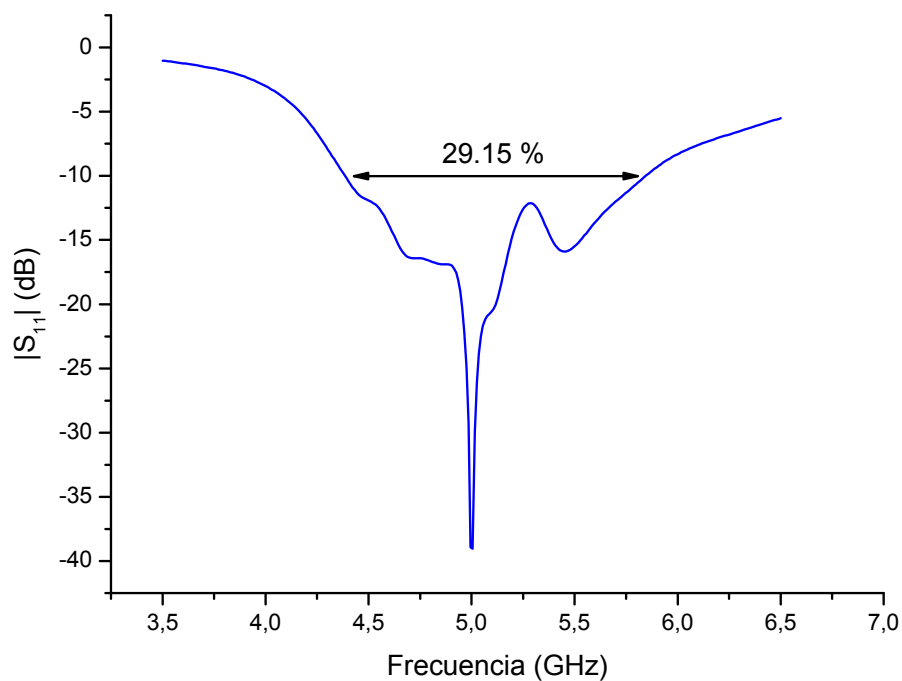


Fig. 6.23. Ancho de banda de la antena de la Fig. 6.21 teniendo en cuenta el parámetro S_{11} .

6.3.3 Prototipo

6.3.3.1 Construcción del prototipo

Para poder verificar el correcto funcionamiento de la técnica propuesta anteriormente, se ha construido y medido la antena diseñada en el ejemplo que aparece al final de la sección 6.3.2.2.1. Se trata de una antena compuesta por un array plano de 41 elementos (se han suprimido 8 elementos parásitos débilmente excitados) y alimentado por un dipolo de longitud $\lambda/2$ situado a una distancia $\lambda/4$ sobre el plano de tierra. Tal y como se ha señalado, la antena obtenida tras el proceso de optimización (v. Fig. 6.9), presenta una directividad de 21.04 dB, un *SLL* de -12 dB y un tamaño de $4.73\lambda \times 4.60\lambda$. A continuación, se pasa a describir el proceso de construcción del prototipo.

6.3.3.1.1 Alimentador

Se ha elegido como alimentador un dipolo con brazos asimétricos (impresos cada uno en caras opuestas del sustrato) para ser ensamblado en el prototipo. La elección de este diseño fue motivada por la facilidad de balancear correctamente las corrientes del dipolo modificando la asimetría de los brazos del alimentador, así como por ser una geometría fácil de prototipar, simular y económica a la hora de su construcción. El alimentador ha sido simulado y optimizado con el software FEKO [20] con el fin de mejorar las características de radiación del mismo y ajustar su frecuencia de resonancia. En el proceso de optimización se ha permitido modificar la longitud de los brazos del dipolo y el ancho del mismo para conseguir adaptarlo correctamente. El método de optimización usado ha sido *Down-Hill Simplex* que, a pesar de ser un método local, ha dado buenos resultados en estas optimizaciones y de forma bastante rápida, por tratarse de una configuración sencilla y con pocas variables.

Una vez completado el proceso de optimización, el alimentador quedó adaptado a la frecuencia deseada, 5 GHz, siendo las longitudes de los brazos 0.18λ y 0.21λ con una anchura de 0.0083λ (5mm). En la Fig. 6.24 se muestra un esquema con la geometría y dimensiones del dipolo resultante. La directividad obtenida tras la simulación ha sido de 8.3 dB.

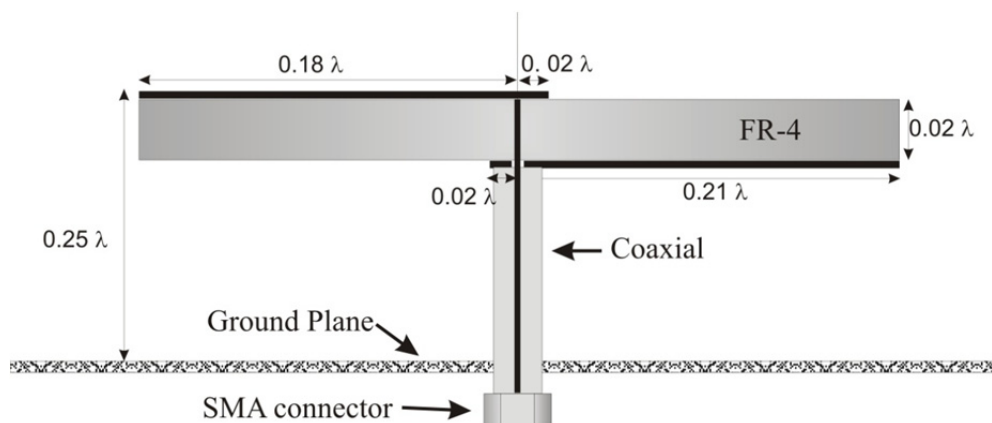


Fig. 6.24. Geometría del dipolo alimentador utilizado en la construcción del prototipo.



Fig. 6.25. Fotografía del dipolo alimentador fijado y soldado sobre el plano de tierra.

Finalmente, el material usado para fabricar el dipolo ha sido FR4 ($\epsilon_r=4.6$, $\tan \delta=0.014$), metalizado con cobre por ambas caras, cuyas propiedades eléctricas se han tenido en cuenta en las simulaciones y optimizaciones realizadas con FEKO. Para colocar el dipolo sobre el plano de tierra, a una distancia de $\lambda/4$, se ha fijado previamente a un cable coaxial rígido de la longitud adecuada. Posteriormente, se ha perforado el plano de tierra y se ha soldado el cable

coaxial a la altura apropiada traspasando dicho plano por el orificio practicado en el mismo, tal y como se muestra en la Fig. 6.25. Por último, se ha soldado un conector SMA a la terminación del cable coaxial para poder ser utilizado en la futura conexión de la antena al sistema de medida y alimentación.

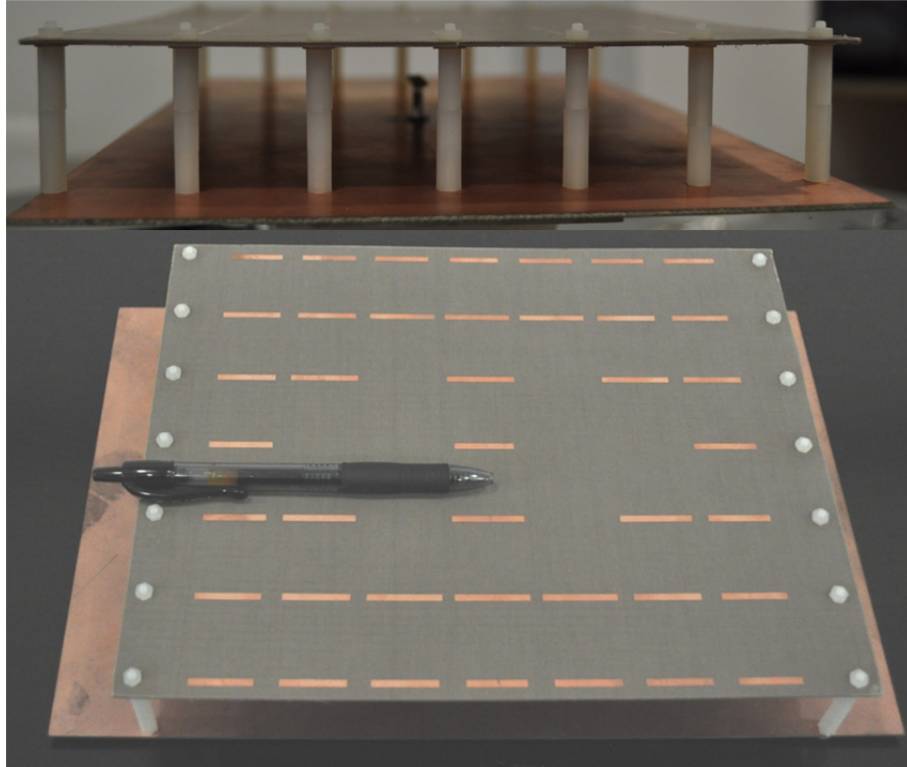


Fig. 6.26. Fotografía de la antena, compuesta de un array plano de elementos parásitos alimentados por un dipolo activo sobre el plano de tierra. Detalle en la parte superior de los tornillos de teflón usados para soportar el array plano.

6.3.3.1.2 Array de parásitos

Tras una intensa búsqueda entre diferentes substratos para la construcción del array de elementos parásitos, se ha decidido escoger DICLAD 880. Este material tiene una características eléctricas muy buenas ($\epsilon_r=2.17$, $\tan \delta=0.0009$), a un coste no demasiado elevado y cuenta con una buena disponibilidad. Además, teniendo en cuenta las dimensiones de la

antena, se optó por la versión de 0.05 pulgadas de espesor, que garantiza cierta rigidez al plano parásito necesaria para poder ser montada encima del plano de tierra.

El array parásito se construyó con una máquina de prototipado rápido PCB, que nos permite, una vez importados los planos, obtener una buena precisión y acabado. En el soporte de esta antena sobre el plano de tierra se han utilizado columnas de teflón. Estas columnas se han situado en dos lados opuestos de la antena y cuentan con tornillos para realizar ajustes de forma precisa y mantener paralelo el plano parásito con respecto al plano de tierra. En la Fig. 6.26 se pueden ver los planos agujereados y fijados mediante los tornillos de teflón.

6.3.3.2 Resultados experimentales

Las medidas del prototipo se realizaron en la cámara anecoica del Grupo de Sistemas Radiantes de la Universidad de Física. Dicha cámara, que se encuentra completamente apantallada, cuenta con unas dimensiones de 8.5m de alto, 4.5m de ancho y 4.5m de alto. La cámara tiene en todas sus paredes material absorbente de microondas piramidal ETS-Lingren con tamaños entre 8 y 10 pulgadas, lo que asegura una reflexión mejor a -30 dB por encima de 1GHz.

El sistema de barrido o *scanning* es ORBIT-FR, y está compuesto por los siguientes posicionadores: la antena patrón está situada en un posicionador de roll/polarización AL-160 en un mástil, mientras que la antena bajo prueba se encuentra en otro posicionador de roll/polarización en un mástil equipado con una deslizadera que permite alinear el centro de fase, estando además instalado sobre un posicionador en azimuth AL-561. Finalmente, el mástil de la antena bajo prueba dispone de otra deslizadera adicional de 2.5m que nos permite reducir la distancia entre las antenas, dotando a la cámara de mayor versatilidad en las medidas, ver Fig. 6.27.



Fig. 6.27. Fotografía de la cámara anecoica apantallada del Grupo de Sistemas Radiantes.

6.3.3.2.1 Alimentador

En las Figs. 6.28 y 6.29, se compara el diagrama de radiación medido y simulado en los planos $\phi = 0^\circ$ y $\phi = 90^\circ$, respectivamente. Las diferencias encontradas entre ambas gráficas se atribuyen a las imperfecciones en el proceso de construcción, aunque éstas son pequeñas y asumibles perfectamente. La directividad del alimentador en las simulaciones fue de 8.3 dB, mientras que la obtenida tras interpolar e integrar los valores medidos del diagrama de radiación en 3D ha sido de 8.0 dB. La ganancia de la antena medida ha sido de 7.79 dB, en cuyo cálculo se ha utilizado método *Gain-Transfer*.

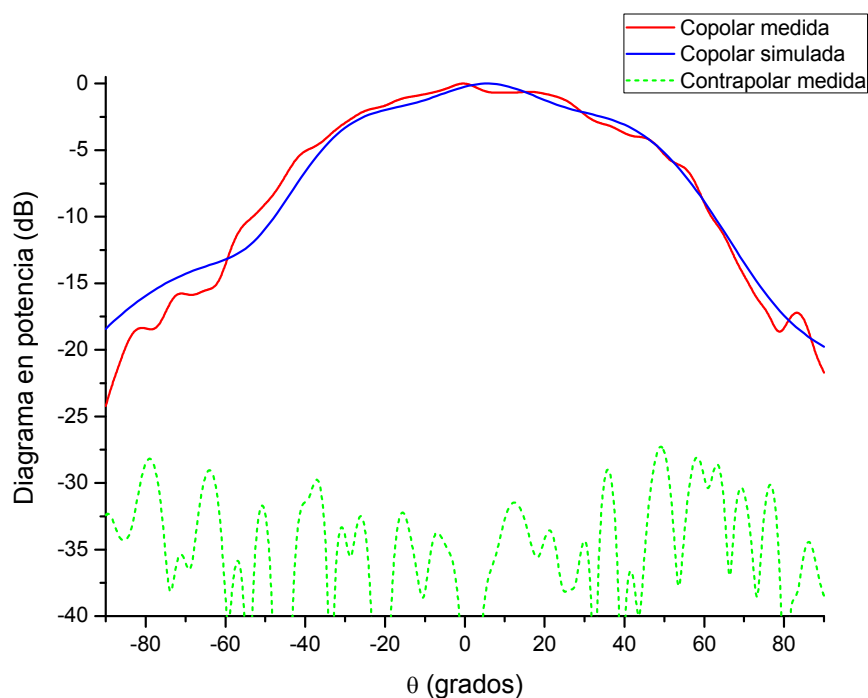


Fig. 6.28. Diagrama de radiación del alimentador para $\phi=0^\circ$. Línea roja: componente copolar medida; Línea azul: componente copolar simulada; Línea verde: componente contrapolar medida.

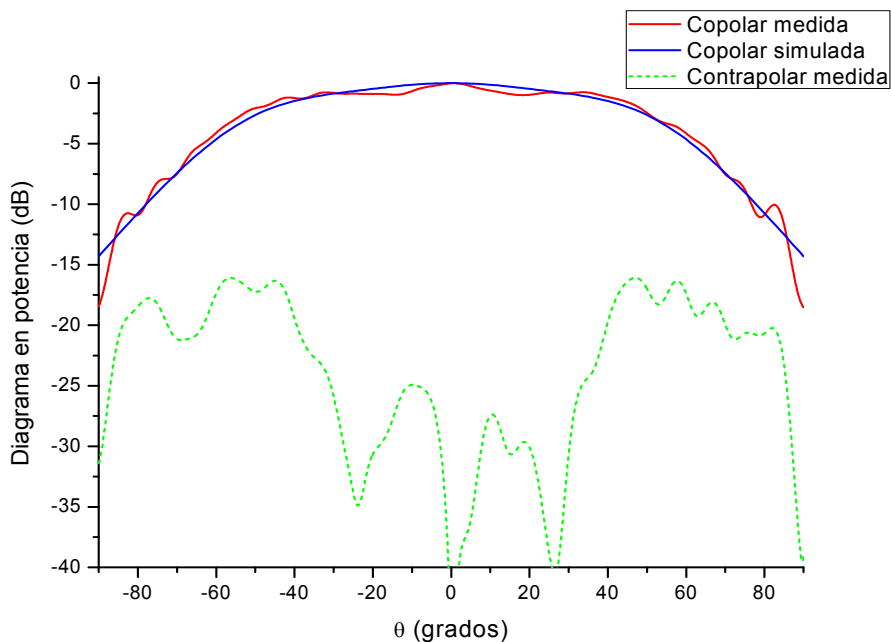


Fig. 6.28. Diagrama de radiación del alimentador para $\phi=90^\circ$. Línea roja: componente copolar medida; Línea azul: componente copolar simulada; Línea verde: componente contrapolar medida.

6.3.3.2 Antena final

Tras la medida de la antena completa, se ha obtenido una directividad de 19.62 dB, interpolando e integrando los valores obtenidos en las medidas, y un nivel de SLL de -15 dB. La ganancia de la antena se sitúa en 18.78 dB teniendo en cuenta todas las pérdidas por desadaptación, lo que supone una eficiencia del 82.42%. En las Figs. 6.30 y 6.31 se comparan los diagramas de radiación medidos y simulados en FEKO [20] para los planos $\phi=0^\circ$ y $\phi=90^\circ$, respectivamente. La componente contrapolar se encuentra 30 dB por debajo de la componente copolar en la zona de transmisión. Por otro lado, tomando como referencia el valor del coeficiente de reflexión S_{11} a -10 dB se obtiene un ancho de banda del 16.53% (ver Fig. 6.32), siendo la frecuencia de resonancia 4.93 GHz. El ancho de banda de la antena tomando como criterio el valor de la ganancia a -3 dB es de 5.8%, mientras que si sólo permitimos 1 dB de variación el valor se sitúa en 2.7%, tal y como se muestra en la Fig. 6.33. Cabe destacar que la frecuencia de diseño de la antena era de 5 GHz pero debido a las pérdidas, imprecisiones y materiales usados en el proceso de construcción, se ha visto desplazada a 4.93 GHz.

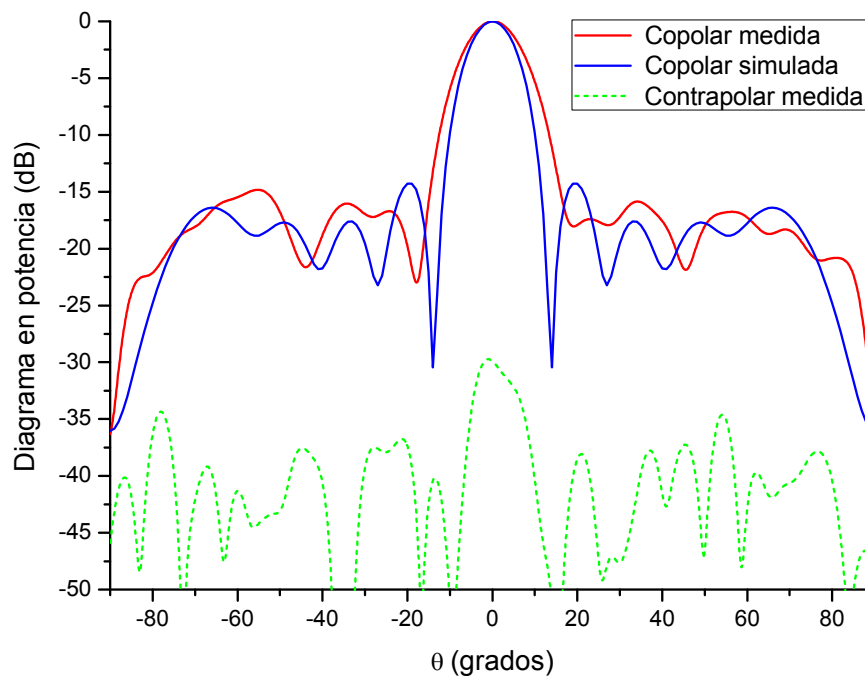


Fig. 6.30. Diagrama de radiación de la antena para $\phi=0^\circ$. Línea roja: componente copolar medida; Línea azul: componente copolar simulada; Línea verde: componente contrapolar medida.

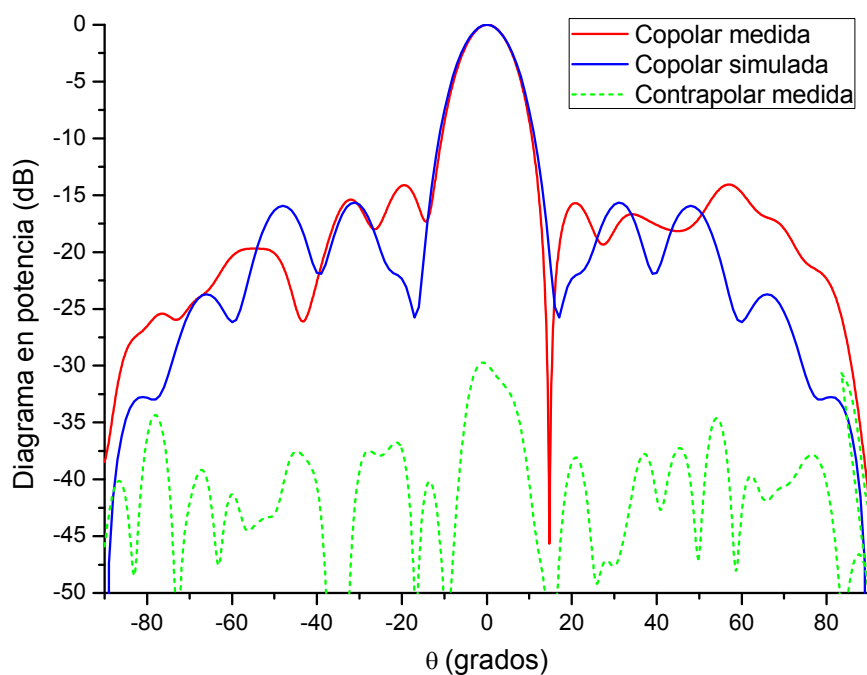


Fig. 6.31. Diagrama de radiación de la antena para $\phi=90^\circ$. Línea roja: componente copolar medida; Línea azul: componente copolar simulada; Línea verde: componente contrapolar medida.

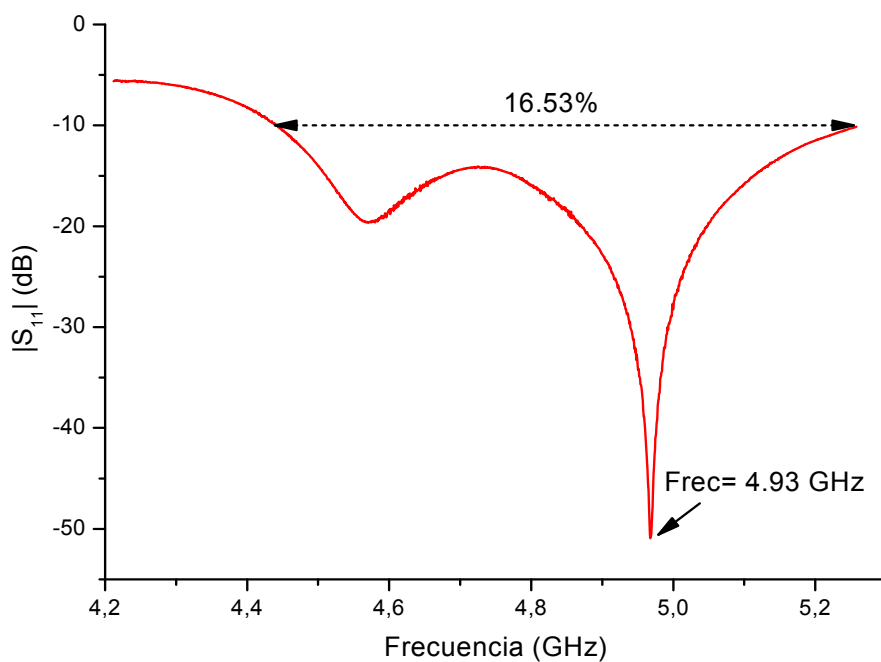


Fig. 6.32. Ancho de banda de la antena medida teniendo en cuenta el parámetro S_{11} .

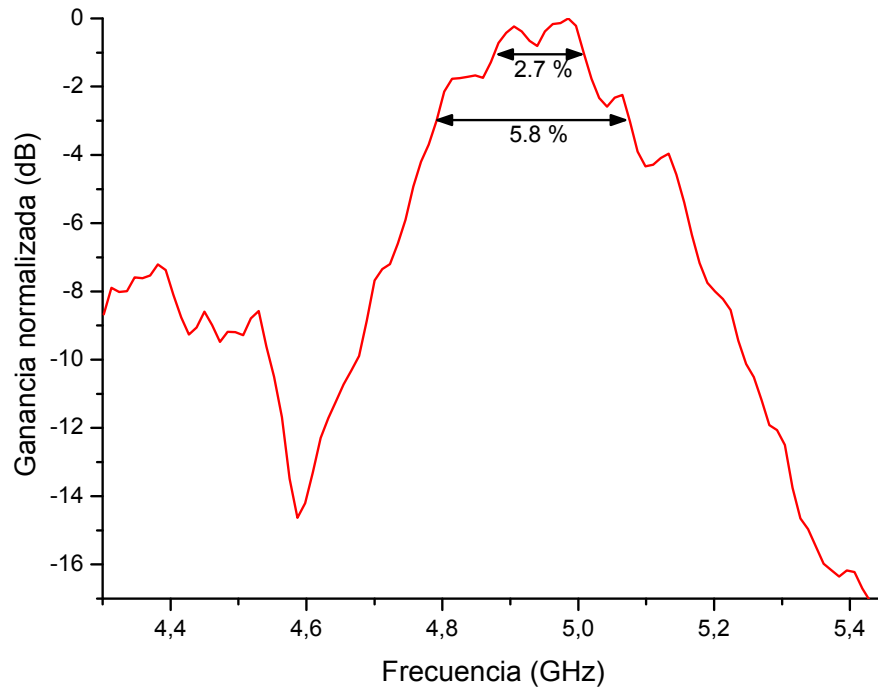


Fig. 6.33. Ancho de banda en ganancia medido de la antena completa.

6.3.4 Conclusiones

Los resultados iniciales del diseño de la antena compuesta por un array plano de dipolos parásitos alimentados por un solo dipolo activo son prometedores. El diagrama de radiación resultante tiene una ganancia y ancho de banda moderados. La distancia entre el array de parásitos y el plano de tierra es un parámetro importante que limita el rendimiento de la antena. Sin embargo, se ha demostrado que es posible utilizar diferentes valores de Δz con una pequeña penalización en las prestaciones de la antena, otorgando una mayor versatilidad al conjunto de la antena dado que puede diseñarse utilizando distintas alturas. Además, se ha optimizado la impedancia activa de la antena para obtener un valor real puro con el fin conseguir una mejor adaptación. Por otro lado, la introducción de dos capas de elementos parásitos permite mejorar el ancho de banda de la antena a costa de una pequeña disminución en la directividad y el *SLL*. También se ha comprobado que al situar el alimentador sobre una capa de elementos parásitos se mejora la ganancia de la antena. En definitiva, cada configuración diseñada presenta ventajas e inconvenientes que pueden hacerla más o menos adecuada dependiendo de la aplicación final.

de la antena. A modo de ejemplo, la utilización de varias capas de elementos parásitos permite mejorar notablemente el ancho de banda de la antena, aunque a costa de disminuir su compactibilidad.

La experimentación ha verificado el buen comportamiento del prototipo de la antena diseñada, que cuenta con 41 elementos parásitos alimentados por un dipolo activo sobre un plano de tierra. Los resultados de las medidas muestran discrepancias tolerables frente a los simulados. Dichas discrepancias son motivadas por las imprecisiones en el proceso de construcción, interacción de los materiales así como las imperfecciones en las soldaduras. Probablemente usando máquinas de prototipado más precisas, así como soldadores robotizados y sistemas de ubicación de elementos se conseguiría mitigar las discrepancias obtenidas e incluso mejorar las características de radiación del prototipo.

Como conclusión general, se ha realizado un estudio profundo de las ventajas de usar elementos parásitos en este tipo de configuraciones, obteniendo diseños interesantes que podrían ser de utilidad para ciertas aplicaciones de comunicaciones, sin olvidar que resultarían antenas de construcción sencilla y económica, gracias a su geometría y red de alimentación simplificada.

6.4 Referencias

- [1] R. J. Mailloux, *Phased array antenna handbook*, 2nd ed., Artech House, Inc., 2005.
- [2] R. C. Hansen, *Phased array antennas*, John Wiley & Sons, Inc., 1998.
- [3] N. Fourikis, *Phased array-based systems and applications*, John Wiley & Sons, Inc., 1997.
- [4] E. Brookner, *Practical phased array antenna system*, Artech House, Inc., 1991.
- [5] A. K. Bhattacharyya, *Phased array antennas: Floquet analysis, synthesis, BFNs and active array systems*, Wiley-Interscience, 2006.

- [6] H.-W. Yuan, S.-X. Gong, P.-F. Zhang, and X. Wang, “Wide Scanning Phased Array Antenna Using Printed Dipole Antennas with Parasitic Element”, *Progress In Electromagnetics Research Letters*, vol. 2, pp. 187-193, 2008.
- [7] X. Chen, G. Fu, S. X. Gong, J. Chen, and X. Li, “A Novel Microstrip Array Antenna with Coplanar Parasitic Elements for UHF RFID Reader”, *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, vol. 23, no. 17-18, 2491-2502, 2009.
- [8] M. R. B. Kamarudin and P.S. Hall, “Switched Beam Antenna Array with Parasitic Elements”, *Progress In Electromagnetics Research B*, vol. 13, pp. 187-201, 2009.
- [9] R. Schlub, J. Lu, and T. Ohira, “Seven element ground skirt monopole SPART antenna design using a genetic algorithm and the finite element method”, *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 51, no. 11, pp. 3033-3039, 2009.
- [10] J. A. Rodriguez, A. Trastoy, J. C. Bregains, F. Ares, and G. Franceschetti, “Beam reconfiguration of linear arrays using parasitic elements”, *Electron. Lett.*, vol. 42, no. 1, pp. 131–133, 2006.
- [11] F. J. Ares-Pena, G. Franceschetti, and J. A. Rodriguez, “A simple alternative for beam reconfiguration of array antennas”, *Progr. Electromagn. Res., PIER*, vol. 88, pp. 227-240, 2008.
- [12] S. P. Skobelev, “Performance of Yagi-Uda elements in planar array antennas for limited-scan applications”, *Microwave Opt. Technol. Lett.*, vol. 34, no. 2, pp. 141-145, 2002.
- [13] E. A. Jones and W. T. Joines, “Design of Yagi-Uda antennas using genetic algorithms”, *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 45, no. 9, pp. 1386-1392, 1997.
- [14] M. Bemani and S. Nikmehr, “A novel wide-band microstrip Yagi-Uda array antenna for WLAN applications”, *Progr. Electromagn. Res. B.*, vol 16, pp. 389-406, 2009.
- [15] B.-H. Sun, S.-G. Zhou, Y.-F. Wei, and Q.-Z. Liu, “Modified Two-Element Yagi-Uda Antenna with Tunable Beams”, *Progr. Electromagn. Res., PIER*, vol. 100, pp. 175-187, 2010.
- [16] R. Bayderkhani and H. R. Hassani, “Wideband and Low Sidelobe Linear Series FED Yagi-Like Antenna Array”, *Progr. Electromagn. Res. B*, vol. 17, pp. 153-167, 2009.

- [17] K. R. Mahmoud, M. El-Adawy, S. M. M. Ibrahim, R. Bansal, K. R. Mahmoud Visiting, and S. H. Zainud-Deen, “Performance of Circular Yagi-Uda Arrays for Beamforming Applications Using Particle Swarm Optimization Algorithm”, *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, vol. 22, no. 2-3, pp. 353-364, 2008.
- [18] N. Guérin, S. Enoch, G. Tayeb, P. Sabouroux, P. Vicent, and H. Legay, “A metallic Fabry-Perot directive antenna”, *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 54, no. 1, pp. 220-224, 2006.
- [19] W. D. Killen and H. J. Delgado, “Printed circuit board-configured dipole array having matched impedance-coupled microstrip feed and parasitic elements for reducing sidelobes”, Patent application US 2001/0050654 A1, Dec. 2001.
- [20] EM Software and Systems, *FEKO Suite 5.4*, (www.feko.info), 2008.
- [21] R. C. Hansen, “Formulation of echelon dipole mutual impedance for parasitic elements for reducing sidelobes”, U.S. Patent application 2001/0050654 A1, Dec. 2001.
- [22] W. H. Press, B. P. Flannery, S. A. Teukolsky, and W. T. Vetterling, *Numerical Recipes in C*, New York: Cambridge Univ. Press, 1992.
- [23] S. Zhang, S.-X. Gong, and P.-F. Zhang, “A Modified PSO for Low Sidelobe Concentric Ring Arrays Synthesis with Multiple Constraints”, *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, vol. 23, no. 11-12, pp. 1535-1544, 2009.
- [24] D. Poyatos, D. Escot, I. Montiel, I. González, F. Saez de Adana, and M. F. Cátedra, “Evaluation of Particle Swarm Optimization Applied to Single Snapshot Direction of Arrival Estimation”, *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, vol. 22, no. 16, pp. 2251-2258, 2008.
- [25] N. Pathak, G. K. Mahanti, S. K. Singh, J. K. Mishra, and A. Chakraborty, “Synthesis of Thinned Planar Circular Array Antennas Using Modified Particle Swarm Optimization”, *Progress In Electromagnetics Research Letters*, vol. 12, pp. 87-97, 2009.
- [26] M. A.-A. Mangoud and H. M. Elragal, “Antenna Array Pattern Synthesis and Wide Null Control Using Enhanced Particle Swarm Optimization”, *Progress In Electromagnetics Research B*, vol. 17, pp. 1-14, 2009.

- [27] M. M. Khodier and M. Al-Aqeel, “Linear and Circular Array Optimization: a Study Using Particle Swarm Intelligence”, *Progress In Electromagnetics Research B*, vol. 15, pp. 347-373, 2009.

Capítulo 7: Estudio de dosimetría en 3 sistemas experimentales de radiación. Cálculo de SAR en animales pequeños

7.1 Dispositivo experimental para exposiciones de GSM a 900Mhz y su aplicación al estudio de ratas epilépticas

7.1.1 Introducción

Con el avance de las nuevas tecnologías se han incrementado notablemente las fuentes de contaminación electromagnética en la vida diaria del ser humano. La gran expansión de las comunicaciones inalámbricas ha supuesto una demanda continuada en la utilización del móvil así como un aumento notable en el número de usuarios. Todo ello ha abierto un debate sobre los posibles efectos que la emisión de las ondas electromagnéticas de la telefonía móvil podría causar en la salud humana.

Los sistemas experimentales radiantes en los que se expone a animales a radiofrecuencia (RF) de telefonía móvil son modelos bioelectromagnéticos de laboratorio que aportan importantes datos sobre los efectos de las radiaciones no ionizantes en los seres vivos. En estudios previos “in vivo” realizados con ratas u otros pequeños mamíferos, se ha utilizado un dispositivo experimental, que proporciona una fácil manipulación de los animales y unos niveles de estrés razonablemente bajos además de aislamiento electromagnético para evitar problemas de interferencias. En la literatura se pueden encontrar otros sistemas para la exposición local de la cabeza en animales de laboratorio, como el carrusel [15,45,43] y el dispositivo con antena de lazo [21,62]. Estos sistemas están diseñados para exposiciones crónicas, con unas buenas condiciones electromagnéticas que minimizan los problemas de interferencia, a la vez que imponen un nivel de estrés muy bajo en los animales. Los animales se colocan con su hocico a muy pocos milímetros de la antena, para obtener así una exposición a la radiación más localizada en la cabeza. Sin embargo, estos sistemas de exposición no proporcionan una información directa de la potencia absorbida por el animal. La potencia absorbida puede ser calculada realizando una simulación numérica [15,45] o con análisis termométrico [15]. Muchos de los estudios que han utilizado estos sistemas fueron diseñados empleando modelos numéricos (fantomas) y ratas[45].

La proximidad del teléfono móvil a la cabeza y el incremento en el tiempo que éste se utiliza, son argumentos que han promovido numerosos estudios experimentales hacia el análisis de los efectos de las microondas en la actividad cerebral. En éste sentido se han observado alteraciones neurofisiológicas mediante determinaciones electroencefalográficas [58] y

alteraciones en la neurotransmisión con exposiciones controladas de animales y humanos [78]. La población epiléptica debido a la gran inestabilidad electroquímica de sus neuronas, es un grupo de especial interés [41] para el estudio de la interacción bioeléctrica en el tejido cerebral.

Con el objeto de entender mejor la influencia de campos de RF en este tipo de inestabilidad, se ha diseñado y construido un sistema experimental que proporciona una exposición a la radiación RF confinada a las regiones de interés, evitando señales espurias, y que permite la medida de la potencia absorbida por el animal. La exposición a la radiofrecuencia de telefonía móvil de animales pequeños se realiza en una cavidad experimental de radiación diseñada y que permite la determinación del SAR (Tasa de Absorción Específica) promediada y el valor de SAR pico a partir de la medida de la potencia absorbida por el animal. Para este propósito se genera una onda estacionaria similar a la señal GSM dentro de la cavidad de radiación y se determina la distribución de potencia con la ayuda de un simulador electromagnético, para poder definir con precisión las condiciones de la exposición de radiofrecuencia. Se realizará una detallada descripción de la obtención de las medidas experimentales que permitan realizar el cálculo de los valores de SAR en los animales radiados. Para estos cálculos se ha utilizado una aplicación comercial del método FDTD [8,41] con el correspondiente fantoma numérico de la rata. Los valores de SAR obtenidos nos han permitido determinar si los efectos observados estaban o no por debajo de los niveles términos.

En los últimos años, se ha descrito tras la exposición continua a microondas una afectación en la actividad electrofisiológica en el cerebro humano [43], in vitro [130], así como alteraciones en la neurotransmisión [91] y en las vías de transducción de señal [9].

En Neurobiología, uno de los marcadores más utilizados para poder discriminar las neuronas activadas en el Sistema Nervioso Central es la proteína C-Fos [56]. La inducción de C-Fos se correlaciona a menudo con el aumento de la actividad eléctrica y metabólica de las células, además participa en los fenómenos de plasticidad neuronal [82]. La expresión selectiva de C-Fos en el cerebro de ratas se ha observado para aplicaciones de microondas que inducen hipertermia [79].

El tejido cerebral es especialmente sensible a los fenómenos electromagnéticos. En el modelo biológico de rata con cierta predisposición a la convulsión (provocada por la inyección de una dosis subconvulsiva de picrotoxina antagonista GABA), la radiación de teléfonos móviles pueden inducir en un estado previo de preexcitabilidad, cambios regionales constituyendo un estímulo para la activación neuronal [69-71]. Esta radiofrecuencia también puede alterar la actividad electrofisiológica del hombre epiléptico [102].

El sistema nervioso central responde a las diversas lesiones neurológicas con una fuerte activación de astrocitos. Mausset-Bonnefont et al. [78] estudió el posible daño neuronal debido a la exposición aguda a microondas investigándose la incidencia de la actividad glial. Además, la exposición aguda y continuada a señales microondas GSM a 900 MHz pueden inducir la activación persistente de astroglia en el cerebro de rata, signo de potencial gliosis [3,13]. Otros estudios mostraron que la exposición aguda o de larga duración *in vivo* o *in vitro* a campos de RF de telefonía móvil no causan en el cerebro activación astrogliar o microglial [33,123].

En este experimento se buscan signos de estrés neuronal en la actividad cerebral en un modelo de rata con picrotoxina mediante exposición a la radiación con una señal GSM modulada a 900 MHz, para ello se realiza una detección inmunohistoquímica para células neuronales (C-Fos) y gliales (proteína fibrilar ácida de la glía). Se ha estudiado la respuesta a diferentes tiempos de expresión de la proteína C-Fos a los 90 minutos, 24 horas y 3 días, provocada por diferentes noxas como la isquemia [86], crisis epilépticas [54] o trauma cerebral [40] o la reactividad GFAP (glial fibrillar adenosine protein) en los tejidos del cerebro. El objetivo del presente estudio fue elaborar una descripción de curso-temporal después de la exposición aguda a microondas en el cerebro de la rata, se midió: 1) la activación neuronal utilizando como biomarcador en los circuitos anatómicos la expresión de C-Fos y 2) la reactividad glial como un indicador paralelo del daño neuronal que tiene lugar tras las convulsiones.

7.1.2 Material y métodos

7.1.2.1 Montaje experimental y fantoma numérico

En la Fig. 7.1.1 se muestra el montaje experimental. Esencialmente, el animal que utilizamos en la experimentación se inmoviliza en un soporte de metacrilato, dispositivo no metálico o cepo (DMN en Fig. 7.1.1), se coloca, junto con una antena de transmisión, dentro de una cámara metálica que es suficientemente grande para minimizar el estrés del animal. La cámara utilizada tiene un tamaño de 150 cm de largo, 70 cm de alto y 46 cm de ancho (medidas interiores). Opcionalmente, en la cámara también puede instalarse una antena receptora y una cámara de vídeo. Un generador de señales conectado a un amplificador proporciona la señal de RF a la antena transmisora (AT en Fig. 7.1.1). La antena receptora (AR en Fig. 7.1.1) se conecta a un analizador de espectro para monitorizar el campo, asegurar su estabilidad y la ausencia de campos espurios. Los acopladores direccionales insertados en los canales de emisión y recepción, junto con unos sensores y medidores de potencia, permiten medir la potencia absorbida por el animal. La cámara de vídeo, por su parte, permite registrar los movimientos de los animales.

La Fig. 7.1.2 muestra el cepo, (DNM en Fig. 7.1.1), dispositivo para inmovilizar la rata adulta joven. Con este diseño, el cerebro de la rata se encuentra en el centro del cono terminal, aproximadamente en el eje del cepo a unos 2 cm de la base del cono.

Las posiciones del cepo de los animales y de la antena receptora (si se usa) se determinan en función de la distribución del campo dentro de la cámara. La Fig. 7.1.3a muestra la distribución del módulo del campo eléctrico, $|E|$, en el plano central, vertical y longitudinal. Esta distribución fue calculada utilizando el software SEMCAD [109] para simular la cámara y la antena transmisora. Las paredes de la cámara se modelaron como un conductor eléctrico perfecto y la antena como un monopolo de longitud $\lambda/4$ funcionando a una frecuencia de 900 MHz con modulación de tipo GSM. El número de celdas tridimensionales o voxels necesarios para la simulación fue de 500.000, y el estado de equilibrio se alcanzó después de 400 períodos de radiación. En este estudio, la posición estándar del cepo era paralela al eje Y, (ver Fig. 7.1.1), es decir, paralela a la anchura de la cámara, de forma que el centro del cerebro de la rata

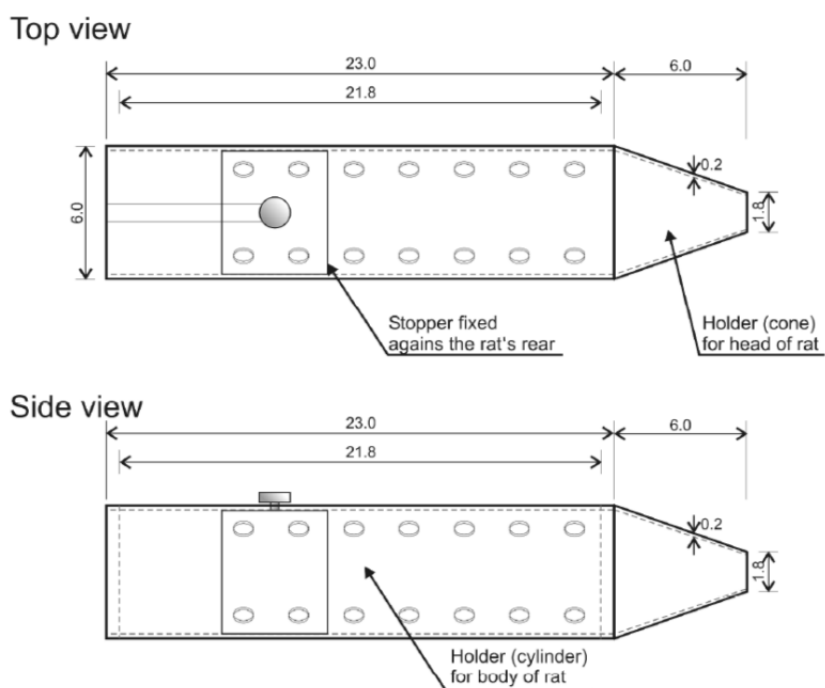


Fig. 7.1.2. Cepo de metacrilato para la rata.

Un experimento adicional se llevó a cabo para estimar el grado de error que se producía teniendo en cuenta la colocación del animal y como afecta a las mediciones. Una rata de 202 g se colocó sucesivamente en seis posiciones diferentes, rotándola ligeramente desde la posición estándar como se muestra en la Fig. 7.1.4, radiándose el tiempo suficiente para la medición de la potencia absorbida en cada posición.

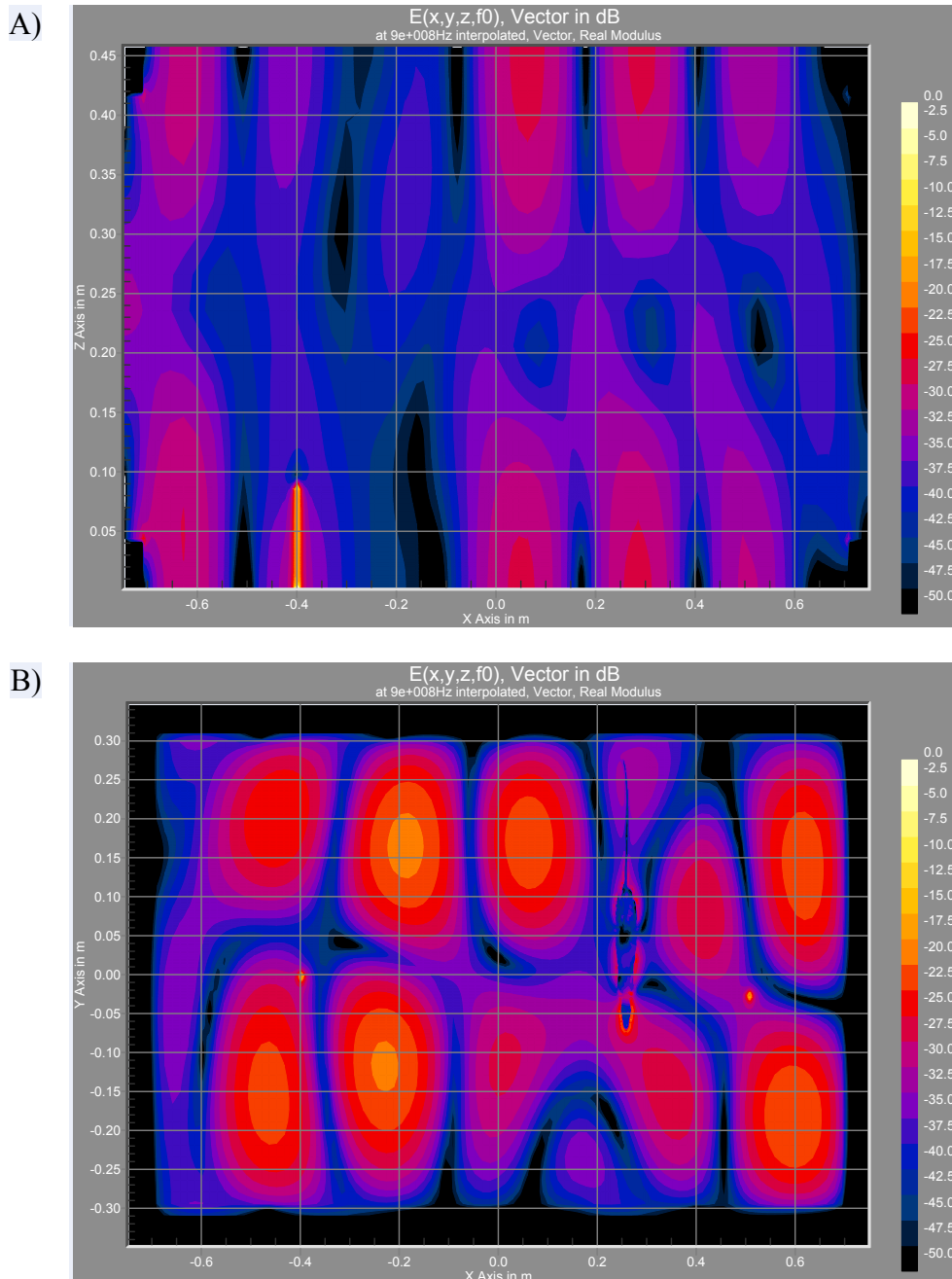


Fig. 7.1.3. A. Simulación de la distribución del campo $|E|$ en la cámara para el plano $Y = 0$ (ver coordenadas en Fig. 7.1.1) cuando la cámara sólo contiene la antena transmisora, un monopolo $\lambda/4$. B. Simulación de la distribución del campo $|E|$ en un plano horizontal al nivel de la cabeza del fantoma cuando la cámara contiene al fantoma y las antenas transmisora y receptora.

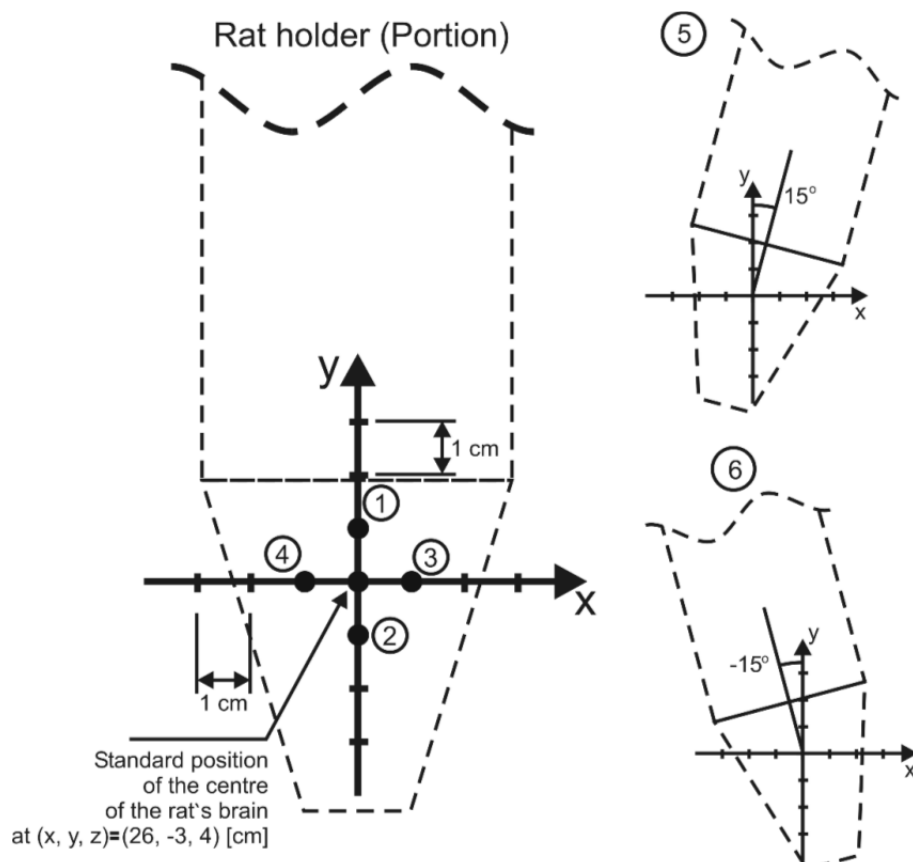


Fig. 7.1.4. Posición del cepo de la rata en el experimento adicional, para estimar el error experimental debido a la mala colocación del mismo. Las rotaciones son alrededor de un eje vertical que pasa por la posición del centro del cerebro de la rata en la posición estándar [(26.0, -3.0, 4.0) cm, ver coordenadas en Fig. 7.1.1].

7.1.2.2 Cálculo del SAR local

La Fig. 7.1.5 se muestra la distribución de $|E|$ en un plano vertical aproximadamente a través de la línea media del fantoma numérico de rata, según lo calculado en una simulación en la que se colocó la rata y las antenas en las mismas posiciones que en los experimentos descritos anteriormente. La Fig. 7.1.6 muestra la distribución resultante de los valores de SAR (valores promedio en 1 g.) en el mismo plano.

Como se señaló anteriormente, la medición de la potencia real absorbida por la rata experimental permite la aplicación de un factor de corrección a las predicciones del SAR

calculado por la simulación numérica. En concreto, se calcula el valor de SAR estimado, SAR_E , de la expresión,

$$\begin{aligned} SAR_E &= SAR_S \times (WBMSAR_E) / (WBMSAR_S) \\ &= SAR_S \times (P_E / W_E) / (P_S / W_S) \end{aligned} \quad (7.1.1)$$

donde el SAR_S es el SAR resultante de la simulación, $WBMSAR_E$ y $WBMSAR_S$ son respectivamente el valor medio de SAR_S en el cuerpo completo experimental y simulado, P_E y P_S son las potencias absorbidas y, W_E y W_S el peso de la rata experimental y simulada. Se asume por tanto que el SAR_S es proporcional al valor medio de SAR del cuerpo entero, es decir, proporcional al peso del animal experimental. En cualquier caso, en este estudio se utilizaron los niveles de SAR_S para comprobar que la potencia absorbida no provoca efectos térmicos.

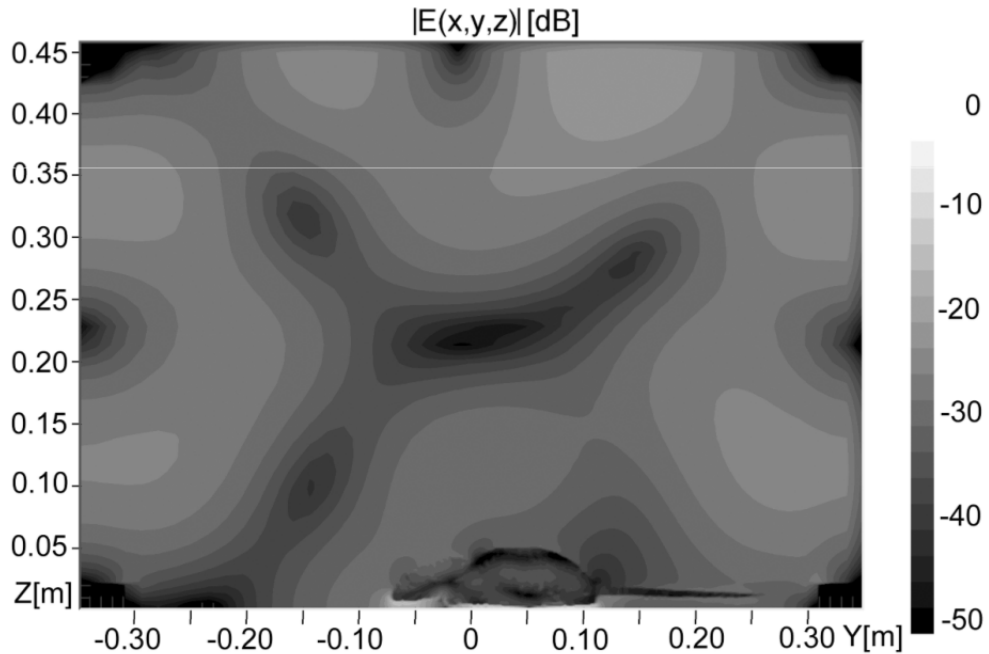


Fig. 7.1.5. Simulación de la distribución del campo $|E|$ en el plano $X=0.26m$ (aproximadamente a través de la línea media de la rata; ver coordenadas en Fig. 7.1.1) cuando la cámara contiene el fantoma y las antenas de transmisión y recepción.

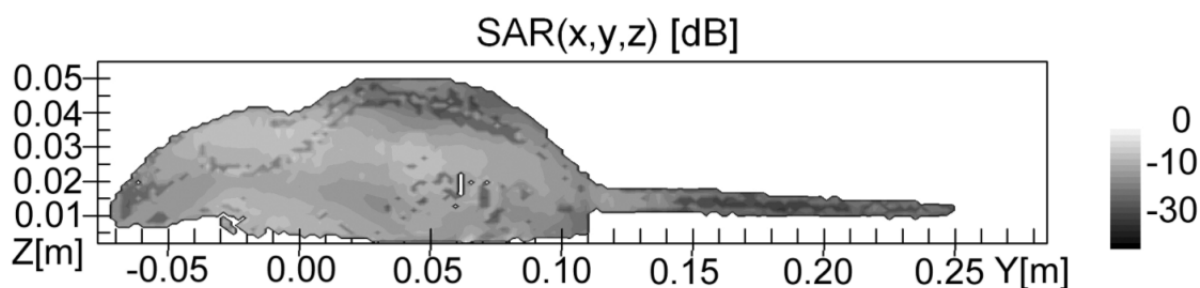


Fig. 7.1.6. Distribución del SAR_s en el fantoma de rata expuesto a una radiación con modulación GSM a 900MHz y 1 W de potencia, en el plano X=0.26m (aproximadamente a través de la línea media de la rata; ver coordenadas en Fig. 7.1.1)

7.1.2.3 Animales y tratamiento con picrotoxina

Los animales utilizados en el estudio fueron ratas adultas Sprague-Dawley con un peso de 230 a 250 g, mantenidos en jaulas individuales a 22 °C bajo un ciclo de luz claridad/oscuridad de 12:12 h, con acceso libre a comida y agua. Las ratas tratadas reciben una inyección de 1 ml por vía intraperitoneal de una dosis de 0.5 mg / ml de solución del agente convulsivo picrotoxina (Sigma, St Louis) disuelto en solución salina, cinco minutos antes de la inmovilización. Esta dosis de picrotoxina ha demostrado ser subconvulsiva [69,71,87].

7.1.2.4 Diseño experimental

Las ratas se agruparon con la siguiente distribución (ver Tabla 7.1.1):

Tabla 7.1.1. Descripción de los grupos experimentales

GRUPO 1	Tratados con picrotoxina (PT) + Radiados (R), estudiados después de 90 min
GRUPO 2	PT + no-radiados (NR), estudiados después de 90 min
GRUPO 3	No tratados con picrotoxina (NPT) + R, estudiados después de 90 min
GRUPO 4	NPT+NR, estudiados después de 90 m
GRUPO 5	PT+R, estudiados después de 24 horas
GRUPO 6	PT+NR , estudiados después de 24 horas
GRUPO 7	NPT+R, estudiados después de 24 horas
GRUPO 8	NPT+NR, estudiados después de 24 horas
GRUPO 9	PT+R, estudiados después de 3 días
GRUPO 10	PT+NR , estudiados después de 3 días
GRUPO 11	NPT+R, estudiados después de 3 días
GRUPO 12	NPT+NR , estudiados después de 3 días

7.1.2.5 Comportamiento y signos clínicos

El comportamiento de los animales se grabó en vídeo durante las 2 horas en las que el animal se expuso a la radiación, al cual previamente se le había inyectado la picrotoxina a dosis subconvulsivas. Se registraron los cambios de comportamiento, sacudidas mioclónicas y la aparición o la latencia de las crisis convulsivas. Las sacudidas mioclónicas se asocian comúnmente con picos aislados y no fueron considerados como convulsiones. Las crisis convulsivas se caracterizan por sacudidas clónicas de las extremidades y el cuerpo, asociados en mayor o menor grado con la flexión o extensión tónica. La recuperación completa se produjo en todos los casos.

7.1.2.6 Procesamiento de tejido cerebral e inmunohistoquímica

Noventa minutos, veinticuatro horas y tres días después de la radiación de los correspondientes grupos de ratas, se anestesió a los animales con una sobredosis de pentobarbital y posteriormente se realizó la perfusión transcardial. A continuación, se realizó el test inmunohistoquímico de determinación de la proteína intranuclear C-Fos, que determina activación neuronal y la proteína GFAP que marca la glía activada.

7.1.2.7 Regiones de interés

La inmunoreactividad de la proteína C-Fos se expresa en el núcleo de las neuronas en varias regiones corticales y subcorticales [93,128] en relación con las convulsiones. Las regiones anatómicas cerebrales estudiadas fueron: a) las áreas somatosensoriales, corteza motora frontal y parietal, b) las áreas olfatorias, concretamente el piriforme y la corteza sensorial primaria entorrinal e integradora agrupados como *paleocortex*. También se examinaron las estructuras subcorticales cerebrales del hipocampo, en concreto el giro dentado, CA1 y CA3. La activación neuronal a través de la expresión de C-Fos inducida por al picrotoxina ha sido previamente descrita en estructuras corticales y subcorticales [128].

7.1.2.8 Cuantificación y análisis estadístico

Los recuentos de células positivas para C-Fos se llevaron a cabo por investigadores que desconocían las condiciones de exposición. Se examinaron tres o cuatro secciones del cerebro de cada rata, desde las áreas corticales (frontal del motor, el motor parietal, corteza olfativa piriforme y la corteza olfativa entorrinal) y las estructuras del hipocampo (giro dentado, CA1 y CA3). Para examinar la expresión de C-Fos en regiones localizadas de cada área, se contaron las células C-Fos-positivas en un campo de 0.32 x 0.24 mm ampliado a 20x en un microscopio Nikon Eclipse E200 conectado a un ordenador con el software morfométricos (Kappa, Monrovia, CA, EE.UU.). Los recuentos realizados por campo en cada una de las áreas se mostraron realizando un promedio en los animales o experimentos \pm SEM por grupo. Se realizó la evaluación estadística para conocer las diferencias entre los grupos en los recuentos de

células positivas de C-Fos mediante el análisis de varianza mediante un ANOVA de 3 vías: a) teniendo en cuenta todas las regiones del cerebro en conjunto, teniendo en cuenta el tratamiento (picrotoxina, o sin picrotoxina), la radiación (sin radiación, o con radiación) y el tiempo (90 min, 24 horas, 3 días), b) considerando cada región del cerebro de forma separada, teniendo en cuenta el tratamiento, la radiación, el área (áreas dentro de esa región) y el tiempo, y considerando c) cada área específica del cerebro por separado, utilizando como factores el tratamiento, la radiación y el tiempo. Se llevaron a cabo estudios similares para las células GFAP positivas, pero sólo después de 3 días. Se aplicaron transformaciones logarítmicas a los datos para obtener la normalidad y homocedasticidad. Se consideraron las diferencias significativas entre las regiones y zonas a $P < 0.05$. Finalmente, se usó la prueba de Tukey HSD en una comparación a posteriori.

7.1.3 Resultados

7.1.3.1 *Potencia de absorción*

La potencia media absorbida por las ratas en los seis grupos radiados se estimó con el método explicado en el apartado 7.1.2.2 y se muestra en la Tabla 7.1.2, junto con el peso medio, SAR promedio en el cerebro y en el cuerpo, y el SAR de pico promediado en 1 g de cuerpo y el cerebro. Todos los valores SAR están por debajo de los límites de la legislación de la Unión Europea[101] para los valores térmicos en el cerebro (Tabla 7.1.2).

7.1.3.2 *Comportamiento clínico*

Las ratas TNP + NR de los grupos 4, 8 y 12 sufrieron estrés inicial atribuible a la inmovilización, pero no presenta ninguna actividad anormal o signos de convulsiones.

Las ratas TNP + R de los grupos 3, 7 y 11 mostraron estrés inicial, pero no presenta ninguna actividad anormal o signos de contracción mioclónica.

Las ratas PT + NR de los grupos 2, 6 y 10 mostraron efectos en la actividad motora en los últimos 5-10 min, después la rata se mantuvo inmóvil pero alerta.

Las ratas PT + R de los grupos 1, 5 y 9 mostraron sacudidas mioclónicas de la cabeza y el cuerpo dentro de los 10 min de la administración de picrotoxina. Las sacudidas mioclónicas persistieron durante largos periodos, pero se observaron convulsiones en sólo tres animales, que ha sufrido intermitentes convulsiones generalizadas para 20-30 min.

TABLA 7.1.2. Media \pm SEM potencia absorbida y valores de SAR para los 6 grupos experimentales

Grupo	Tipo	Potencia media absorbida (mW)	Peso (g)	SAR medio en el cerebro (W/kg)	SAR máximo promediado en un 1 g de cerebro (W/kg)	SAR medio en el cuerpo (W/kg)	SAR máximo promediado en 1 g de cuerpo (W/kg)
1	PT+R/90min p.e*	178.37	209.95	1.32	1.48	0.74	4.09
3	NPT+R/90min p.e	189.41	211.83	1.38	1.55	0.78	4.28
5	PT+R/24h p.e	192.67	225	1.32	1.49	0.74	4.11
7	NPT+R/24h p.e	202.33	228	1.37	1.54	0.77	4.25
9	PT+R/3días p.e	186.17	199.98	1.44	1.62	0.81	4.47
11	NPT+R/3días p.e	201.60	230.66	1.35	1.52	0.76	4.19

p.e* tiempo de post-radiación

7.1.3.3 Expresión de C-Fos

7.1.3.3.1 Expresión de C-Fos en todo el cerebro

Se ha tenido en cuenta la proporción de neuronas de C-Fos-inmunopositivas (en adelante, expresión C-Fos) a lo largo de todo el cerebro en los tres tiempos estudiados (90 min, 24 h y 3 días), el análisis de varianza de 3 vías indicó un efecto significativo de los tres factores: radiación, tratamiento y tiempo ($p < 0.001$). Por otra parte, las interacciones tiempo-radiación, tiempo-tratamiento y tratamiento-radiación tuvieron efectos significativos ($p < 0.001$), mientras que la interacción radiación-tratamiento-tiempo no fue significativa ($p = 0.255$). Ver Tabla 7.1.3.

7.1.3.3.2 Expresión de C-Fos en diferentes regiones cerebrales

Estos resultados mostraron que en todas las áreas corticales (cortex y paleocortex), noventa minutos después de la radiación la media de la expresión de C-Fos en las ratas radiadas y tratadas con picrotoxina (PT + R) fue mayor que en las no radiadas y tratadas con picrotoxina (PT + NR), mostrando un aumento del doble en algunas zonas. Sin embargo, en el hipocampo (en dos zonas de las tres estudiadas) las ratas tratadas con picrotoxina y no radiadas (PT + NR) mostraron un nivel medio de la expresión de C-Fos más alta que las ratas radiadas (PT + R). En la mayoría de las zonas del cerebro se mostró un importante aumento en la media de la expresión de C-Fos en las ratas tratadas con picrotoxina veinticuatro horas después de la radiación. Por último, tres días después de la radiación, la media de la expresión de C-Fos fueron similares en las ratas PT + R y PT + NR, tanto en giro dentado como en las áreas frontales. Sin embargo, la media de la expresión de C-Fos mostró niveles más altos en las ratas tratadas con picrotoxina en CA3 (en comparación con las que no recibieron radiación). Por el contrario, tres días después de la radiación, la expresión de C-Fos en ratas tratadas con picrotoxina mostró una importante disminución en la corteza entorrinal en comparación con las ratas no radiadas.

Neocortex

En la región del neocortex, el tiempo constituye un factor importante ya que aparecen diferencias significativas en la expresión de C-Fos entre 90min vs 24hr vs 3días ($p < 0.001$). Los análisis de varianza llevados a cabo en las áreas frontales y parietales por separado indicaron que los factores : tratamiento, tiempo, tratamiento-tiempo, y radiación-tiempo, presentaron en todos los casos efectos con diferencias significativas en la expresión de C-Fos ($p < 0.001$ en todos los casos). En las áreas frontales y parietales se encontraron diferencias significativas a los 90 min vs 24 h y 3 días ($p < 0.001$).

Paleocortex

En la región del paleocortex, el tiempo mostró un efecto significativo sobre la expresión de C-Fos entre 90 min y 24h vs 3 días ($p = 0.006$). El análisis de varianza llevado a cabo en las

áreas piriforme y entorrinal por separado, indicó que la radiación, tratamiento, radiación-tratamiento y radiación-tiempo tiene efectos significativos sobre la expresión de C-Fos ($p < 0.030$). En el área piriforme, el tiempo mostró efectos significativos en la expresión de C-Fos en 90 min y 24 h vs 3 días ($p < 0.001$). Sin embargo, en el área entorrinal no se detectaron diferencias estadísticas en todos los periodos de tiempo (90 min vs 24 h vs 3 días, $p = 0.846$).

Área del Hipocampo

En las áreas del hipocampo, el tiempo mostró un efecto significativo en la expresión de C-Fos en 90 min vs a 24 h vs a 3 días ($p < 0.001$). Los análisis llevados a cabo en el giro dentado, teniendo en cuenta las áreas CA₁ y CA₃ por separado, indicaron que el tratamiento y el tiempo, así como la interacción radiación-tiempo y tratamiento-tiempo tuvieron efectos significativos en la expresión de C-Fos ($p < 0.025$). En las áreas CA₁ y CA₃, la interacción radiación-tratamiento-tiempo mostró un efecto significativo en la expresión de C-Fos ($p = 0.002$), pero no se encontraron diferencias estadísticamente significativas en el área de giro dentado ($p = 0.796$). Por otra parte, en las tres áreas estudiadas se establecieron diferencias significativas en los valores de C-Fos a lo largo del período de tiempo (90 min vs 24 h vs 3 días, $p < 0.001$).

7.1.3.4 Expresión de GFAP

7.1.3.4.1 Expresión de GFAP en todo el cerebro

Teniendo en cuenta la proporción de neuronas GFAP-inmunopositivas (en adelante, la expresión de GFAP) a lo largo de todo el cerebro, tres días después de la radiación, el análisis de dos vías de varianza indicó efectos significativos de los factores: radiación, tratamiento y radiación-tratamiento sobre la expresión de GFAP ($p = 0.032$, $p < 0.001$, y $p < 0.001$, respectivamente). Ver Tabla 7.1.3.

7.1.3.4.2 Expresión de GFAP en diferentes regiones del cerebro

Neocortex

La expresión de GFAP en el neocortex (cortex frontal y parietal) se vio influenciada por efecto de la radiación y el tratamiento ($p < 0.001$), pero no se detectaron efectos significativos causados por la interacción radiación-tratamiento ($p = 0.859$). Tampoco aparecen diferencias significativas entre los grupos en relación con el área y la interacción área-radiación-tratamiento ($p = 0.407$ y $p = 0.065$, respectivamente). Los análisis llevados a cabo teniendo en cuenta la corteza frontal y parietal por separado indicaron que el tratamiento tuvo efectos significativos en la expresión de GFAP en ambas zonas ($p < 0.001$).

Paleocortex

La expresión de GFAP en el paleocortex (cortex piriforme y entorrinal) está afectada por los factores área, tratamiento y radiación-tratamiento ($p < 0.002$), pero no se detectaron diferencias estadísticas significativas en relación a la radiación, área-tratamiento, área-radiación y área-radiación-tratamiento ($p = 0.055$, $p = 0.331$, $p = 0.577$ y $p = 0.433$, respectivamente). Los análisis independiente llevados a cabo en las áreas piriforme y entorrinal indicaron que el tratamiento tuvo efectos significativos en la expresión de la GFAP ($p < 0.001$).

Área del Hipocampo

La expresión de la GFAP en las zonas del hipocampo (giro dentado, CA₁ y CA₃) mostraron diferencias significativas en relación al tratamiento y la radiación ($p < 0.001$ y $p = 0.024$ respectivamente), pero no se encontraron diferencias estadísticamente significativas en relación con el área, radiación-tratamiento o área-radiación-tratamiento ($p = 0.820$, $p = 0.352$ y $p = 0.179$, respectivamente). Los resultados de los análisis efectuados en el giro dentado, CA₁ y CA₃ por separado, indicaron que el tratamiento tuvo efectos significativos en la expresión de GFAP ($p < 0,001$ en las tres áreas). Pero la expresión de GFAP en el giro dentado, CA₁ y CA₃ no fue significativamente afectada por la interacción radiación-tratamiento ($p = 0.377$, $p = 0.401$ y $p = 0.095$, respectivamente).

Capítulo 7: Estudio de dosimetría en 3 sistemas experimentales de radiación. Cálculo de SAR en animales pequeños

Tabla 7.1.3. Valor medio \pm SEM del contejo de células en todo el cerebro y en diferentes áreas del mismo y para diferentes tratamientos (con y sin radiación, y con y sin picrotoxina)

ZONA	GRUPO	90 minutos C-Fos	24 horas C-Fos	3 días C-Fos	GFAP
Neocortex					
FR ^{1-2,3}	PT + No-Rad	64.31 \pm 9.89*	188.69 \pm 7.86	188.69 \pm 7.86	27.50 \pm 1.46*
	PT + Rad	132.40 \pm 8.75*	185.44 \pm 13.91	185.44 \pm 13.91	32.13 \pm 1.57*
	NPT + No-Rad	30.16 \pm 3.13*	64.36 \pm 5.85*	64.36 \pm 5.85*	15.83 \pm 1.02*
	NPT + Rad	51.75 \pm 3.69*	44.95 \pm 6.59*	44.95 \pm 6.59*	20.96 \pm 0.73*
PAR ^{1-2,3}	PT + No-Rad	79.83 \pm 6.40*	197.38 \pm 10.29	182.88 \pm 8.85	27.21 \pm 1.11*
	PT + Rad	146.21 \pm 10.54*	196.06 \pm 16.93	226.67 \pm 12.27	32.25 \pm 1.52*
	NPT + No-Rad	32.00 \pm 4.32*	73.56 \pm 4.41*	160.00 \pm 6.83	18.96 \pm 0.99
	NPT + Rad	60.48 \pm 3.33*	52.67 \pm 7.53*	175.95 \pm 10.45	20.04 \pm 1.18
Paleocortex					
PIR ^{1,2,3}	PT + No-Rad	109.62 \pm 9.79*	206.00 \pm 6.24	166.50 \pm 15.68	23.71 \pm 1.00*
	PT + Rad	196.05 \pm 12.58*	185.44 \pm 11.32	152.13 \pm 7.66	30.46 \pm 1.83*
	NPT + No-Rad	23.58 \pm 3.82*	44.59 \pm 3.71	95.61 \pm 5.18	17.42 \pm 0.77
	NPT + Rad	56.90 \pm 4.78*	42.32 \pm 4.01	110.64 \pm 5.67	15.50 \pm 0.79
ENT	PT + No-Rad	137.29 \pm 5.92*	193.38 \pm 10.55*	129.65 \pm 7.64	26.38 \pm 0.97*
	PT + Rad	187.32 \pm 8.86*	159.81 \pm 10.02*	117.19 \pm 7.24	36.21 \pm 1.20*
	NPT + No-Rad	20.06 \pm 3.85*	49.64 \pm 3.66*	20.13 \pm 4.10*	19.25 \pm 0.94
	NPT + Rad	65.10 \pm 5.10*	33.00 \pm 6.68*	65.10 \pm 5.10*	17.13 \pm 1.09
Áreas del Hipocampo					
GD ^{1-2,3}	PT + No-Rad	28.70 \pm 10.48*	121.00 \pm 14.17*	108.81 \pm 6.83	29.25 \pm 0.89
	PT + Rad	15.30 \pm 1.58*	87.96 \pm 2.90*	111.79 \pm 9.82	26.75 \pm 1.01
	NPT + No-Rad	8.50 \pm 0.52*	32.63 \pm 3.12	91.45 \pm 7.16	19.57 \pm 1.08
	NPT + Rad	35.08 \pm 3.03*	28.11 \pm 4.40	84.76 \pm 9.94	19.25 \pm 1.04
CA1 ^{1-2,3}	PT + No-Rad	29.17 \pm 10.48	91.75 \pm 5.79*	90.19 \pm 4.25	27.37 \pm 0.92
	PT + Rad	14.08 \pm 1.87	73.96 \pm 3.41*	78.38 \pm 4.95	28.04 \pm 0.98
	NPT + No-Rad	7.81 \pm 0.79*	43.38 \pm 3.04*	64.90 \pm 4.45*	19.54 \pm 0.89
	NPT + Rad	26.74 \pm 3.07*	28.63 \pm 5.15*	84.90 \pm 2.41*	18.83 \pm 1.04
CA3 ^{1-2,3}	PT + No-Rad	10.44 \pm 0.97	56.44 \pm 5.86*	54.94 \pm 6.11	29.67 \pm 0.94
	PT + Rad	11.92 \pm 1.34	38.65 \pm 2.07*	42.13 \pm 3.66	28.76 \pm 1.08
	NPT + No-Rad	10.32 \pm 0.80*	7.81 \pm 0.79*	55.75 \pm 2.42	20.67 \pm 0.85*
	NPT + Rad	25.00 \pm 2.10*	32.11 \pm 4.53*	62.20 \pm 4.44	17.46 \pm 1.11*

ANOVA de varias vías (Tratamiento-Radiación y Tratamiento-Radiación-Áreas) para GFAP y C-Fos en todo el cerebro y para las diferentes zonas.

* Diferencias significativas en animales, radiados y no radiados, tratados y no tratados con picrotoxina.

¹⁻³ Diferencias significativas para diferentes tiempos en cada grupo (1, 90 min; 2, 24 h; 3, 3 días).

7.1.4 Discusión

No tenemos conocimiento de que exista ningún trabajo precedente donde se evalúen los efectos de la radiación, con un sistema experimental con características similares a la telefonía móvil GSM con 900 MHz en la morfología del cerebro de ratas con un modelo neurológico subconvulsivo con picrotoxina. En nuestro laboratorio tenemos estudios precedentes [60-71] con este mismo modelo animal, determinando el inmunomarcaje de la proteína C-Fos, si bien se utilizaron potencias inferiores (de 0.225 W, produciendo un SAR medio en el cerebro inferior a 0.43 W/kg) a las utilizadas en nuestro estudio. En el presente trabajo utilizamos una potencia emitida de 1W aproximadamente, produciendo un SAR en cerebro inferior a 1.45 W/kg, a un nivel por debajo de la restricción básica establecida por la Unión Europea para la frecuencia de 900 MHz, 2 W/kg en cabeza y cuello [101]. Esta potencia ha sido elegida debido a que, si bien supera la potencia media emitida por los teléfonos móviles (0.25 W), se puede alcanzar en ocasiones potencias pico de hasta 2 W [11,15,30].

7.1.4.1 *Evolución temporal del tratamiento y la radiación GSM sobre la expresión de C-Fos*

En muchos casos los datos a favor de un incremento de la activación de C-Fos se relacionaron con una elevación de la temperatura, inducida por las radiaciones a un SAR elevado [84], encontrándose elevaciones en la expresión de C-Fos en diversas regiones de la corteza y áreas periventriculares al exponer las ratas a 9,3 W/kg en el cuerpo entero [79]. Los estudios con niveles de SAR subtérmicos mostraron resultados negativos en muchos casos [35] sin embargo la radiofrecuencia (RF) no es modulada con GSM para todas las potencias empleadas, debido a las limitaciones en algunos casos del amplificador, como refieren los autores. Así la RF con GSM a diferencia de la radiación continua o no pulsada, muestra una modulación de la amplitud de la onda a bajas frecuencias a 217 Hz y 8,24 Hz. En éste sentido, diversos estudios han descrito alteraciones en los flujos del calcio en el tejido nervioso, bajo la influencia de ondas de radiofrecuencia moduladas con amplitudes bajas, localizándose efectos máximos a una frecuencia crítica de modulación de 16 Hz [1,7,12,55]. La radiación GSM con su componente de baja frecuencia, empleada en éste experimento podría causar por tanto, un

alteración de los flujos de calcio [91] mecanismo que explicaría la activación de C-Fos [122] a nivel del tejido nervioso incluso en grupos no tratados, con respecto a datos negativos aportados por otros autores [35] o en tratados con picrotoxina [70].

Noventa minutos después de la radiación se produce una elevación de C-Fos de los grupos radiados respecto a los grupos no radiados siendo el efecto de la radiación mucho mayor en el grupo de animales tratados con picrotoxina en neocortex y en especial en paleocortex, corteza piriforme y entorrinal, ($p < 0.044$, $p < 0.001$) y en CA1 ($p < 0.039$) y CA3 ($p < 0.001$) dónde hay una interacción estadística positiva de la radiación y el tratamiento. Este hecho podría hacer suponer que el estado de inestabilidad electroquímica en el cerebro de los animales tiene un efecto facilitador que va unido a la radiación [41,116]. Es posible que en las ratas expuestas a la radiación GSM, se introduzca un desbalance en el sistema GABAérgico de excitación-inhibición. Este desbalance causado por la radiación, puede actuar potenciando el bloqueo de los canales GABA-A provocado por la picrotoxina e inducir una mayor expresión de C-Fos en el grupo tratado e radiado respecto al tratado y no radiado, diferencia que es significativamente mayor comparando la radiación en grupos no tratados, hallazgos en consonancia con otros estudios realizados a potencias de 0.225 W [71].

El incremento de la activación neuronal persiste en casi todas las áreas 24 horas después de la radiación en relación a los animales sacrificados 90m después. En todas las áreas es más significativo el tratamiento ($p < 0.001$) que la radiación ($p < 0.05$) si bien en la corteza piriforme ($p < 0.341$) la radiación no lo es. Sin embargo, la escasa diferencia entre los recuentos entre animales radiados y no radiados tanto en tratados como no tratados con picrotoxina evidencia un estado de hiperexcitabilidad donde la acción del antagonista GABA-A parece persistir en mayor grado a la radiación. Así otros autores describen efectos neurotóxicos en la corteza frontal también 24 horas después de la exposición del cerebro de ratas a 900 MHz pero con un SAR que alcanza los 6W/kg [78].

El comienzo del declive del efecto de la radiación después de tres días en el hipocampo y en la región piriforme, es un hallazgo descrito por otros autores tras exposiciones a radiación GSM a 900MHz [31].

El efecto combinado del antagonista no competitivo picrotoxina y la radiación está en función de una modificación temporal de la excitabilidad de los receptores GABA-A, y puede tener relación con la interacción subunidad del receptor y la picrotoxina [8] o la actividad espontánea del fármaco con el receptor [76]. Todo el curso temporal en tres días pone en evidencia el hecho de que la radiación GSM con SAR no térmico, parece tener efectos agudos sobre la activación neuronal de C-Fos, que gradualmente se compensa, y va igualando la respuesta de los distintos grupos estudiados al estrés causado por inmovilización [75].

7.1.4.2 Evolución temporal de la Influencia de la radiación y el tratamiento con picrotoxina sobre GFAP

Llaman la atención los niveles de SAR utilizados en este experimento, muy inferiores a los empleados por otros autores (1,5W/kg respecto 6 W/kg) a pesar de obtener una importante activación glial tanto en las regiones del neocortex como el paleocortex e incluso en algunas regiones del hipocampo como el Giro dentado. Todo ello nos indica, un efecto de la radiación sobre el tejido cerebral que no sólo está en relación con el SAR sino con la potenciación provocada por otros agentes tóxicos unidos a la radiación como la picrotoxina [69]. Por otra parte hay una clara influencia del gradiente en descenso del efecto de la radiación mayor en la corteza que en otras partes del cerebro, siendo aminorada la acción conjunta de la radiación y la droga en regiones más profundas del cerebro como el hipocampo [4],[43],[44].

A la disminución de la afinidad de los receptores NMDA- GABA-A tras la radiación GSM a 900 MHz [78] podría sumarse un mecanismo de activación astrocitaria en presencia de la radiación, derivado de un balance excitador-inhibidor en los sistemas de neurotransmisión cerebrales que actuarían en los receptores NMDA de la astroglia cortical [59]. Otro posible mecanismo para causar efectos en el cerebro de la radiación es la actuación sobre el metabolismo del calcio, manifestándose en diversos estudios en relación a la modulación en amplitud a bajas frecuencias, GSM presenta modulación a 217 Hz y 8,24 Hz, localizándose efectos máximos en torno a una frecuencia crítica de modulación a 16 Hz [1,7,12,55]. Estos efectos sobre el calcio podrían interactuar con las fluctuaciones de éste elemento que ocurren en

el interior del astrocito durante las crisis comiciales [112], y que parecen transmitirse a modo de ondas a través del sincitio astrocítico [23,46].

Los resultados obtenidos en nuestro estudio, en relación con la activación glial en presencia de radiación muestran una respuesta adaptativa en el tejido cerebral a la radiación GSM con SAR por debajo de la restricción básica establecida [101]. Esta respuesta podría diferir en intensidad, en relación con el SAR alcanzando en diferentes zonas del cerebro, y sus efectos podrían estar potenciados por la existencia de una labilidad electroquímica cerebral.

Aunque las diferencias anatómicas entre la rata y el humano respecto a la morfología y tamaño cerebral marcan diferencias importantes en lo que respecta a la dosimetría, nuestros resultados indican que la activación de los marcadores de la proteína C-Fos y de la glía se desencadenan por el efecto combinado del estrés causado por la radiación a SAR no térmico y la acción tóxica de la picrotoxina en los tejidos cerebrales. Debido a los hallazgos encontrados en nuestro trabajo, sugerimos la necesidad de profundizar en el estudio de los efectos de la RF de telefonía móvil de pacientes epilépticos.

7.2 Estudio de la expresión de HSP90 α/β en el cerebro y la glándula tiroides de ratas expuestas a radiación de microondas a 2.45 GHz

7.2.1 Introducción

En la última década se ha incrementado considerablemente el empleo en la industria y en la medicina de campos electromagnéticos a 2.45 GHz, con las nuevas tecnologías de los teléfonos inalámbricos Bluetooth [89] o en tratamientos rehabilitadores en diversos tipos de patologías o dolor [97] como consecuencia han aumentado los estudios de contaminación electromagnética a esta frecuencia y se han descrito efectos biológicos tanto de naturaleza térmica [124,126] como no térmica [16,27,92].

Las proteínas de choque térmico (HSP) son chaperonas utilizadas frecuentemente en estudios toxicológicos como biomarcadores de daño celular [29]. La exposición de campos electromagnéticos ha reportado numerosas modificaciones en la expresión de proteínas de choque térmico en estudios in vivo (HSP) [26,39] o in vitro en líneas celulares [18,126]. La HSP-90 es la variedad más frecuente de las proteínas del choque térmico [114] siendo más elevada en tejidos neurales que no neurales [67] y se distribuye en neuronas del sistema límbico, neocortex, estriado o tálamo [24,38]. Esta proteína actúa en la regulación de la actividad de otras proteínas como los receptores de hormonas esteroideas [105], la proteína quinasa [95], la calmodulina [113], la actina [81], y la tubulina [36]. Estímulos como la isquemia o los corticoides provocan un aumento de HSP-90 en CA1, CA3 así como en el Giro Dentado y en el núcleo paraventricular del hipotálamo de los roedores [53,90]. Otros estímulos de estrés como la fiebre, convulsiones [17,129], drogas (anfetamina o LSD) [2] lesiones traumáticas o enfermedades neurodegenerativas [6] provocan modificaciones en los niveles basales de HSP-90. El incremento de HSP-90 en subpoblaciones neuronales [125] o/ y la activación en nuevas poblaciones no neuronales gliales y microgliales [27] indica la participación de mecanismos neuroprotectores mediados por esta proteína [65,88] en el stress oxidativo [48] o actividad anti-apoptótica [20].

La gran diversidad de resultados que muestra la bibliografía en relación a los valores de las proteínas de estrés térmico tras la exposición a campos electromagnéticos sin aparentes modificaciones en unos casos [19,42] o contrariamente, en nuestra propia experiencia [52,80] y

la de otros autores [18,66,103] donde se han encontrado importantes cambios en diversas poblaciones celulares de las HSPs in vivo o in vitro ha determinado el presente estudio.

Hemos centrado este estudio experimental en el cerebro y en la glándula tiroides de animales sometidos a la exposición de campos electromagnéticos in vivo, donde la actividad metabólica es más importante que en otros tejidos y el efecto de la radiación puede ser mayor [63]. Para ello hemos estudiado la respuesta cuantitativa y cualitativa de la expresión de la proteína HSP-90 en distintas regiones anatómicas del cerebro de los roedores y de la glándula tiroides después de la radiación aguda continua y controlada en una cámara experimental GTEM de ratas Sprague-Dawley in vivo con frecuencias de 2450 MHz y niveles crecientes de exposición de SAR. Mediciones paralelas del estrés corporal en los animales mediante sondas de temperatura rectal, nos permitirán determinar si existe alguna interacción entre los incrementos de temperatura y el estrés celular. El objetivo de este estudio es determinar la variabilidad de la respuesta de la proteína HSP-90 como marcador biológico en el cerebro y glándula tiroides así como las diferencias de vulnerabilidad regional del efecto citoprotector de la chaperona ante la exposición de la radiación no-ionizante.

Dentro del sistema endocrino, la glándula tiroides tiene una gran importancia debido a los diversos ajustes que realiza en su producción hormonal en el sistema hipotálamo-hipofisario o su influencia en numerosas funciones del metabolismo y del crecimiento. Diversos estudios han empleado distintas fuentes electromagnéticas aplicando extremada baja frecuencia (ELF-EMF) o radiofrecuencia (RF) empleada en telefonía móvil con el cáncer de tiroides [74], alteraciones en la producción de hormonas tiroideas [98,57,32] así como la relación de la radiación no ionizante en diversas disfunciones tiroideas [10].

En estudios biológicos experimentales en cultivos en células humanas, que se someten a la radiación de campos electromagnéticos (EMF), se han observado desajustes en el sistema de homeostasis de estrés celular, determinado por las proteínas HSP [27]. El tiroides es una glándula endocrina que con cierta frecuencia está expuesta a la radiación no-ionizante, tanto cuando se realizan aplicaciones terapéuticas, como cuando hay una interacción entre los humanos y sistemas de comunicación inalámbricas. En este estudio analizamos los niveles de estrés celular alcanzados por una de las proteínas de choque térmico (HSP) 90 más estables ante

el estrés ambiental [47], moduladora de la actividad apoptótica [50], a nivel del tejido tiroideo de rata después de la exposición a la radiofrecuencia a 2.45 GHz en un sistema experimental GTEM. Mediciones paralelas del estrés corporal en los animales mediante sondas de temperatura rectal, nos permitirán determinar si existe alguna interacción entre los incrementos de temperatura de los animales y el estrés celular.

7.2.2 Material y métodos

7.2.2.1 *Animales*

En la elaboración de este trabajo se emplearon un total de 148 ratas adultas hembras Sprague–Dawley de un peso aproximado 240 gr.

Todos los experimentos con animales se llevaron a cabo de acuerdo a la normativa de la Comunidad Económica Europea de noviembre de 1986 (86/609/EEC) publicado en “Principales cuidados de los animales de laboratorio” (Publicación NIH no. 85-23, revisada en 1985) así como las leyes nacionales españolas (Ley 32/2007, de 7 de noviembre, para el cuidado de los animales, en su explotación, transporte, experimentación y sacrificio). Los permisos los obtuvimos del Comité de Bioética local de nuestra universidad (USC).

Los animales (4-5 por caja) se mantienen en condiciones ambientales (a temperatura $21\pm1^{\circ}$, permaneciendo 12 hs en ciclos de luz). A la alimentación y el agua los animales acceden libremente en cada caja.

7.2.2.2 *Diseño Experimental*

El objetivo de éste estudio es determinar la variabilidad de la respuesta de la proteína HSP-90 como marcador biológico en el cerebro y en la glándula tiroides así como las diferencias de vulnerabilidad regional del efecto citoprotector de la chaperona ante la exposición de la radiación no-ionizante. Este estudio se realizó teniendo en cuenta la tasa de absorción específica (SAR) en el tejido nervioso y en la glándula tiroides mediante el cálculo FDTD.

Se utilizaron un total de 72 ratas hembra Sprague-Dawley repartidos por tratamientos en los siguientes grupos (Fig. 7.2.1; Tabla 7.2.1):

Grupo 1: Ratas expuestas a la radiación de microondas durante 30 minutos (colocadas en un cepo de metacrilato) y perfundidas con fijador 90 minutos después de la radiación. Estos animales se subdividieron en 4 subgrupos, expuestos a diferentes niveles de radiación 0-1,5- 3 y 12 W (el primer grupo no fue radiado y es el grupo control).

Grupo 2: Ratas expuestas a la radiación de microondas también fueron subdivididas en 4 subgrupos, que fueron expuestas a diferentes niveles de radiación de microondas: 0-1,5-3, y 12W de potencia (el primer grupo no radiado, es el grupo control) durante 30 minutos. Las ratas se mantuvieron vivas 24 hs después de la radiación y posteriormente fueron sacrificadas y perfundidas con fijador.

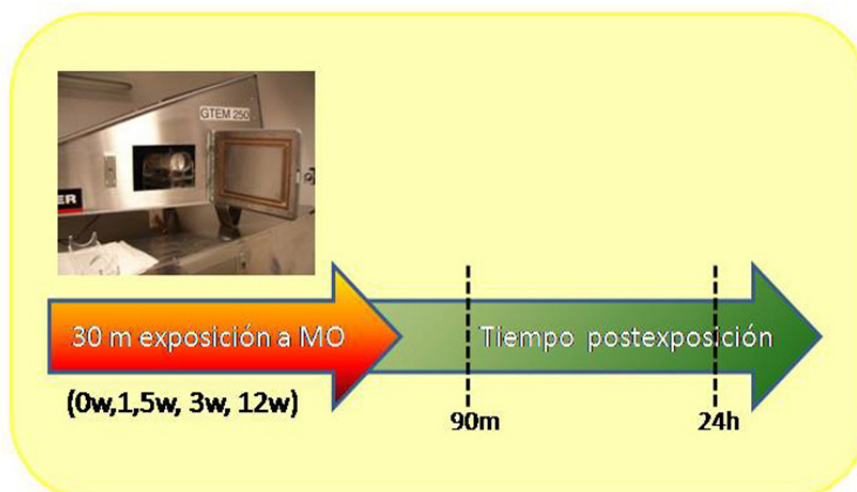


Fig. 7.2.1. Representación esquemática del proceso experimental 1.

Tabla 7.2.1. Distribución de los grupos en relación a la radiación y al tiempo de exposición.

Grupos Experimentales	Potencia/Tiempo de exposición			
	0 W/90 min	1.5 W/90 min	3 W/90 min	12 W/90 min
Grupo 1	0 W/90 min	1.5 W/90 min	3 W/90 min	12 W/90 min
Grupo 2	0 W/24 hs	1.5 W/24 hs	3 W/24 hs	12 W/24 hs

7.2.2.3 Radiación con microondas en cavidad experimental (GTEM). Cálculo del SAR

7.2.2.3.1 Descripción del sistema experimental de radiación

Una vez introducidos los animales en un cepo de metacrilato de tamaño 23 x 6 cm en su parte más ancha y 6 x 1.8 cm en la parte más estrecha destinada al hocico (para evitar la reflexión de las microondas de la antena receptora), se procedió a la radiación de los animales. El sistema experimental, donde se radiaron los animales, consta de los siguientes elementos (ver Fig. 7.2.2).

Elementos que constituyen el sistema de radiación:

- 1- Cámara GTEM Schaffner 250
- 2- Generador Vectorial de Señales
- 3- Amplificador
- 4- Acoplador Direccional
- 5- Analizador de espectro
- 6- Medidor de Potencia
- 7- Capsula contenedora de la rata

La cavidad metálica de radiación, Schaffner GTEM modelo 250, tiene unas dimensiones de 1.25m x 0.65m x 0.65m. La señal del Generador de Señales Vectorial (GSV) alimenta al amplificador (AMP) con una señal sinusoidal pura de 4550 MHz regulada a la potencia requerida durante la radiación. La salida procedente del AMP se conecta al Acoplador Direccional (AD) para pasar directamente a la Cámara de Radiación GTEM en donde se encuentra la rata R radiada, convenientemente posicionada en la zona de máxima uniformidad de campo (catálogo de Schaffner) e inmovilizada mediante un cepo de metacrilato (CR). El AD permite medir los valores de potencia incidente P_{IN} y reflejada P_{REF} , monitorizando el valor de la primera, mediante el Analizador de Espectros (AE) y obteniendo el valor de la segunda con el Medidor de Potencia (MP).

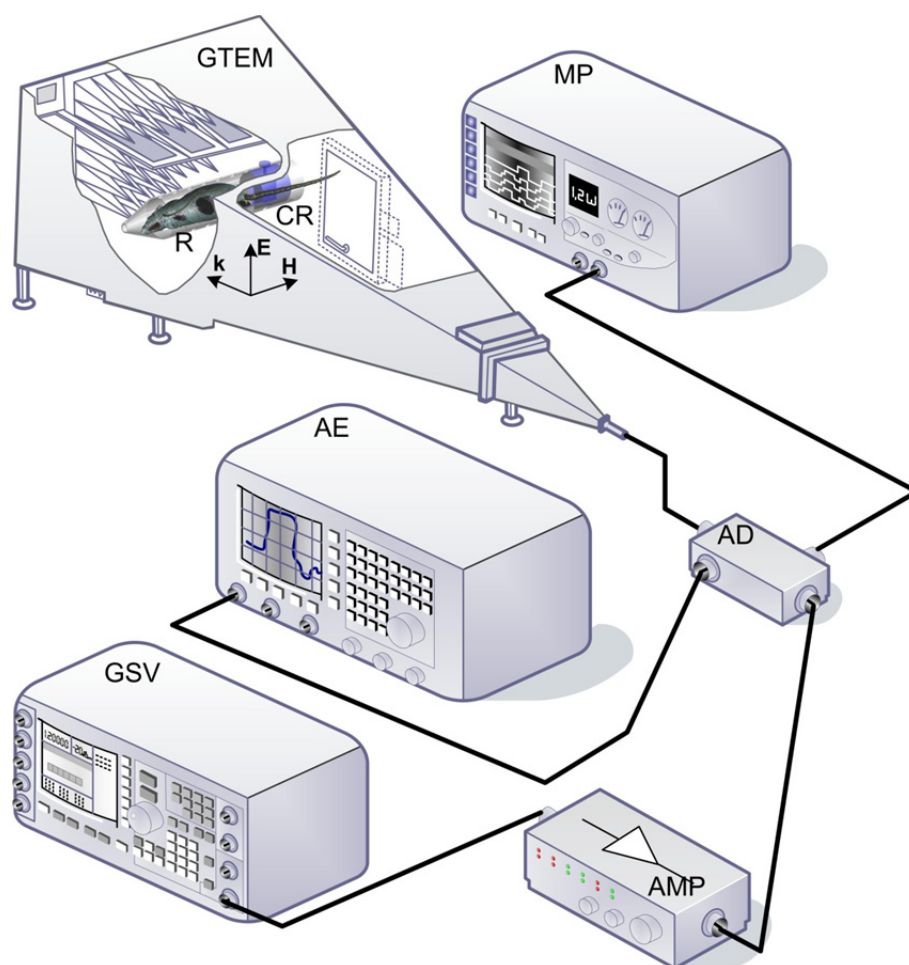


Fig. 7.2.2. Esquema (no a escala) del sistema utilizado. GTEM: Cámara GTEM Schaffner 250; GSV: Generador Vectorial de Señales Agilent E4438C (250KHz–4GHz); AMP: Amplificador Aethercomm 0.8-3.2-10; AD: Acoplador Direccional NARDA 3282B-30 (800-4000 MHz); AE: Analizador de Espectro Agilent E4407B (9KHz-26,5GHz); MP: Medidor de Potencia Agilent E4418B; CR: Cápsula Contenedora de la Rata Bajo Prueba.

Se observa que el campo incide sobre R en la dirección k con los vectores E y H posicionados perpendicular y paralelamente al eje principal de R, respectivamente. Consecuentemente, la zona izquierda de R recibe la máxima amplitud de campo, produciendo apantallamiento en la zona derecha. Puesto que el campo no es completamente uniforme en

dicha región, su módulo se estima por el valor medio incidente sobre R, calculado mediante la expresión:

$$E = \sqrt{Z_0 P_{TR} / (h^2 \zeta)} \quad (7.2.1)$$

siendo h la altura de la bóveda (septum) en la zona de exposición (posición de la CR), (ver Fig. 7.2.2); P_{IN} la potencia de entrada en la GTEM (potencia incidente); $Z_0 = 50 [\Omega]$ la impedancia de entrada de la GTEM, y ζ un coeficiente que depende del rizado del campo dentro de la zona de posicionamiento de CR, considerado igual a 2 [catálogo de Schaffner]. El valor de E obtenido durante la experimentación de acuerdo a la P_{IN} utilizada se presenta en la sección correspondiente a los resultados.

7.2.2.3.2 Descripción de las simulaciones y cálculo del SAR mediante SEMCAD

Los valores de SAR se han estimado, en este experimento, con la ayuda del SEMCAD X [109], un software de simulación basado en el método FDTD, según se ha comentado anteriormente. Para ello, se utilizó un modelo numérico de rata Sprague-Dawley de 198,3 gramos [109], ensamblada en cortes de 1, 15 mm (obtenidos con imágenes de resonancia magnética) y compuesta por 60 tejidos diferentes.

El modelo numérico fue radiado con una onda plana incidiendo sobre la zona izquierda del animal, siendo el campo magnético \mathbf{H} paralelo a su eje principal (ver Fig. 7.2.2). El valor de campo E fue especificado por la ecuación (1). Las simulaciones ejecutadas en un PC de escritorio con procesador Intel Core 2 Quad a 2.40 GHz y 4 GB de RAM) se realizaron a 2.45 GHz.

Las estimaciones del SAR fueron obtenidas mediante un factor de corrección aplicado a los valores obtenidos con las simulaciones numéricas, en proporción al peso de la rata numérica respecto de los pesos de los animales utilizados durante la experimentación, es decir:

$$SAR_E = SAR_S \times W_S / W_E \quad (7.2.2)$$

donde SAR_E es la estimación del SAR experimental, SAR_S es el valor de SAR obtenido durante la simulación, $W_S = 198.3$ [g] es el peso del modelo numérico, y W_E [g] es el peso del animal bajo experimentación.

7.2.2.3.3 Cambios en la temperatura rectal después de la exposición: niveles de estrés

La temperatura rectal se midió con el fin de evaluar el efecto de la radiación sobre los ajustes realizados por el hipotálamo en los mecanismos de termorregulación en recibir estos estímulos que pueden desencadenar el estrés térmico [44]. La temperatura se midió con un termómetro digital (instrumentos Eutech). Las mediciones se realizaron en los siguientes momentos: antes de colocar al animal en la cámara de radiación, inmediatamente después de la exposición, y 0m, 30m, 60m, 90m y 24 horas después de la radiación (cuando los animales fueron sacrificados). El seguimiento de la temperatura rectal de los animales en cada grupo (radiados y no radiados) nos ha permitido determinar los cambios temporales en los niveles de estrés, así como las diferencias en las respuestas entre los animales de experimentación.

7.2.2.4 *Técnica general de detección de proteínas*

7.2.2.4.1 Extracción de tejido

Se extrajo tejido de distintas áreas del cerebro, así como de la glándula tiroidea para su valoración y cuantificación por Western Blot (WB)..

7.2.2.4.2 ELISA

Una vez que se ha extraído el tejido conservado a -30° C se realiza la lisis con una proteasa e homogeneizado de la misma y se procederá a la detección de la proteína HSP-90 mediante esta técnica.

7.2.2.5 Técnicas generales de inmunohistoquímica

7.2.2.5.1 Perfusión y procesamiento de tejido

Después de exponer a los animales en la cámara 30min de radiación y de esperar para su sacrificio según el grupo a estudiar, se procedió a su traslado al laboratorio de perfusión.

7.2.2.5.2 Técnicas de tinción General en Cerebro

En la técnica de tinción de Azul de Toluidina, los cortes de tejido seriados y montados en portaobjetos se proceden a deshidratar mediante lavados durante 3 minutos en alcoholes de gradación descendente, terminando en agua destilada.

Detección de neuronas activadas con la proteína C-Fos y del estrés celular mediante HSP-90 con técnicas de inmunohistoquímica.

7.2.2.6 Cuantificación y estadística

Los resultados obtenidos en el ensayo ELISA han sido analizados mediante un análisis de la varianza de una vía (ANOVA) seguido por el test de Tukey-Kramer para múltiples comparaciones.

El número de células HSP-90 positivas o de núcleos de C-Fos son contadas por investigadores que no conocen las condiciones de la exposición. En cada rata, de los distintos grupos se hacen recuentos de 3 o cuatro secciones de cada área localizadas en las siguientes regiones anatómicas. En el caso de las neuronas HSP-90 positivas las regiones estudiadas fueron: a) La corteza somatosensorial o corteza Parietal y corteza Límbica corteza Entorrinal, b) En estructuras del hipocampo: Giro Dentado (DG), CA₁ y CA₂, y c) núcleos hipotalámicos: Paraventricular (Par), Arcuato (Arc) y núcleo hipotalámico lateral (LH).

7.2.3 Resultados

7.2.3.1 Resultados de SAR

Los valores medios de potencia absorbida por las ratas en los 4 grupos, han sido obtenidos usando la ecuación 7.2.2 En la Tabla 7.2.2 se presenta el valor medio de SAR en el cuerpo, cerebro y tiroides, así como el SAR máximo promedio de 1 gr de las mismas partes del animal para los distintos grupos estudiados, apareciendo diferencias significativas en todos los valores de SAR ($p < 0.001$). En la Fig. 7.2.3 se presenta la distribución de la potencia absorbida para los diferentes valores de radiación escogidos. Cabe destacar el incremento en los valores de SAR (medio y máximo) parecen directamente proporcionales a los valores de la potencia de entrada de cada grupo.

En la **glándula tiroides**, la diferencia en los valores medios entre los diferentes niveles de potencia (0, 1.5, 3, 12 W) es mayor que lo esperado por azar después de tener efectos de las diferencias en el tiempo después (90 o 24 hs) de radiación. Hay una diferencia estadísticamente significativa ($p \leq 0.001$). La diferencia en los valores medios entre los distintos tiempos de exposición después de la radiación no es lo suficientemente grande como para excluir la posibilidad de que la diferencia es sólo debido a la variabilidad de muestreo al azar después de tener los efectos de las diferencias en la potencia. No hay una diferencia estadísticamente significativa ($p = 0.127$).

El efecto de diferentes niveles de potencia depende del tiempo de exposición después de la radiación. Hay una interacción estadísticamente significativa entre la potencia y el tiempo después de la radiación. ($p = 0.018$).

Comparaciones del factor de potencia mostraron diferencias significativas respecto al subgrupo de control (potencia = 0) con 1, 5 o 3W ($p = 0.00008$, $p = 0.0003$), sin embargo, no hubo diferencias significativas respecto a 12w de potencia ($p = 0.0905$).

Tabla 7.2.2. Muestra los datos del SAR en el cuerpo, cerebro y tiroides de los animales calculados a partir de la potencia (P) y el campo eléctrico (E).

	<i>Medida experimental del SAR</i>					
	Media del SAR en el Cuerpo	Valor de pico del SAR en el Cuerpo	Media del SAR en el Cerebro	Valor de pico del SAR en el cerebro	Media del SAR en la Tiroides	Valor de pico del SAR en la Tiroides
Grupo A P = 1.5W E = 28.48V/m	0.020±20.10 ⁻⁴	0.099±10.10 ⁻³	0.034±3.10 ⁻³	0.042±4.10 ⁻³	0.046±1.10 ⁻³	0.041±2.10 ⁻³
Grupo B P = 3W E = 40.28V/m	0.041±34.10 ⁻⁴	0.203±16.10 ⁻³	0.069±5.10 ⁻³	0.086±7.10 ⁻³	0.104±5.10 ⁻³	0.076±4.10 ⁻³
Grupo C P=12W E = 80.56V/m	0.160±120.10 ⁻⁴	0.791±61.10 ⁻³	0.27±21.10 ⁻³	0.337±26.10 ⁻³	0.482±12.10 ⁻³	0.340±10.10 ⁻³

7.2.3.2 Cambios en la temperatura rectal después de la radiación: niveles de estrés

La diferencia en los valores medios entre los diferentes niveles de potencia no es lo suficientemente grande como para excluir la posibilidad de que la diferencia es sólo debido a la variabilidad de muestreo al azar al tener en cuenta los efectos a los diferentes tiempos. No hay una diferencia estadísticamente significativa ($p = 0.091$). La diferencia en los valores medios en los distintos tiempos de exposición es mayor de lo esperado por azar después de tener en cuenta los efectos a las diferencias en la potencia. Hay una diferencia estadísticamente significativa ($p < 0.001$).

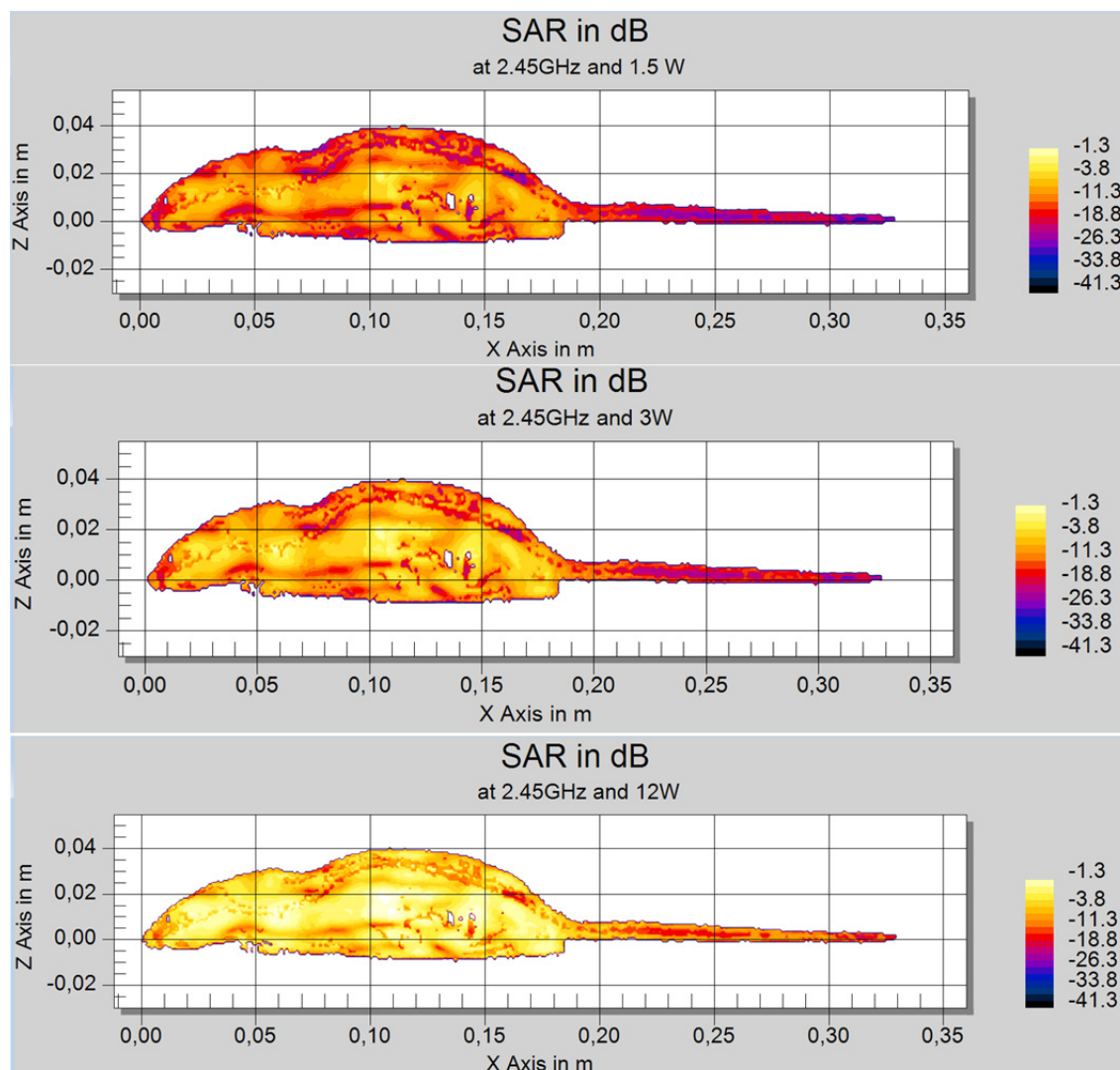


Fig. 7.2.3: Distribución del SAR simulado en el modelo de rata expuesto a una onda sinusoidal pura de 2.45 GHz en el plano $X = 0.33\text{m}$ para 1.5W, 3W y 12W.

El efecto de diferentes niveles de potencia no depende del tiempo de exposición. No hay una interacción estadísticamente significativa entre la potencia y el tiempo ($p = 0.886$). Las comparaciones del factor de potencia revelaron que no había diferencias significativas en la temperatura en todos los grupos (1.5, 3 y 12 W) con respecto al grupo control (0W). Comparaciones temporales del tiempo de radiación revelaron diferencias significativas en las temperaturas medias antes de la radiación y después de la radiación (0, 30, 60, 90 en minutos: $p = 0.00038$, $p = 0.00020$, $p = 0.0029$, $p = 0.015$). No hubo diferencias significativas en las

temperaturas medias después de la radiación y a las 24 hs ($p = 0.230$). Sólo se aprecian diferencias significativas ($p = 0.003$) cuando el nivel de potencia es máximo (12W) y en el grupo expuesto 0 minutos.

Tabla 7.2.3. Temperatura rectal de las ratas experimentales. * Indica diferencias significativas en temperatura antes y después de radiación.

Potencia	Medidas experimentales de la temperatura rectal para los distintos valores de potencia					
	Tiempo					
	Antes	0 minutos	30 minutos	60 minutos	90 minutos	24 horas
0W	36.9 ± 14.10^{-2}	36.9 ± 14.10^{-2}	37.3 ± 20.10^{-2}	37.1 ± 20.10^{-2}	37.1 ± 20.10^{-2}	37.1 ± 20.10^{-2}
1.5 W	37.0 ± 4.10^{-2}	37.5 ± 18.10^{-2}	37.4 ± 13.10^{-2}	37.2 ± 26.10^{-2}	37.3 ± 10.10^{-2}	37.0 ± 14.10^{-2}
3W	37.0 ± 13.10^{-2}	37.5 ± 10.10^{-2}	37.6 ± 24.10^{-2}	37.2 ± 25.10^{-2}	37.4 ± 40.10^{-2}	37.1 ± 17.10^{-2}
12W	36.8 ± 19.10^{-2}	37.7 ± 12.10^{-2} *	37.5 ± 11.10^{-2}	37.5 ± 11.10^{-2}	37.4 ± 15.10^{-2}	37.2 ± 1.10^{-2}

7.2.3.3 Niveles de HSP 90 determinados mediante ELISA

Niveles en el Cerebro:

Animales del Grupo 1

Noventa minutos después de la radiación, la determinación de la absorbancia de la proteína HSP-90 a nivel de *la corteza somato-sensorial* en animales radiados con potencias de 1,5 y 3W no mostró cambios estadísticamente significativos en relación a los animales no expuestos a radiación alguna. Los valores de proteína en ratas radiadas con potencias máximas (12 W) mostraron diferencias significativas importantes respecto al grupo no radiado ($p < 0.05$) (Fig. 7.2.4A).

A nivel de *la corteza límbica* tan solo los valores de SAR térmico (12W) determinaron un incremento en los valores de la proteína con diferencias significativas importantes respecto a

los animales control ($p < 0.01$); en el resto de niveles de radiación (1,5 y 3W) no aparecen cambios estadísticamente significativos (Fig.7.2.4B).

En *el hipocampo* los niveles de HSP-90 no mostraron en ningún caso diferencias significativas respecto a los animales no radiados (Fig.7.2.4C). A nivel del *hipotálamo*, noventa minutos después de la radiación experimental, se observó una elevación en los valores alcanzados por la proteína a 1,5 y 3W, que determinaron diferencias significativas importantes respecto a los animales control ($p < 0.05$). Las diferencias significativas alcanzaron su nivel máximo cuando los niveles de exposición se elevan a 12 W de potencia ($p < 0.01$) (Fig.7.2.4D)

Animales del Grupo 2

Los animales perfundidos veinticuatro horas después de la radiación mostraron en *la corteza somatosensorial* diferencias significativas en la cuantificación de HSP-90 en los subgrupos de animales expuestos a potencias de 3 y 12 W con respecto a los animales no radiados 0W ($p < 0.05$) (Fig.7.2.4A).

En *la corteza límbica* descienden los niveles de la proteína 24 horas después de la radiación de forma muy significativa para todos los niveles de exposición ($p < 0.01$) (Fig.7.2.4B).

Veinticuatro horas después de la radiación se observa un descenso en los valores de HSP-90 en *el Hipocampo* respecto a los animales no radiados tanto a exposiciones de 3 como 12 W ($p < 0.05$) (Fig. 7.2.4C).

Las diferencias estadísticamente significativas observadas en *el Hipotálamo* inicialmente respecto a los animales no radiados se mantienen 24 horas después de la radiación sólo para 12 W ($p < 0.05$), (Fig. 7.2.4D)

Niveles en la Glándula Tiroides:

Animales del Grupo 1

En la **glándula tiroidea**, la cantidad de HSP-90 en ratas expuestas a la radiación de 1,5 y 3 W presentó cambios estadísticamente significativos en relación a las ratas no radiadas (0 W) ($p < 0.0001$, $p < 0.022$, respectivamente). Por otro lado, los niveles de la proteína en animales radiados a máxima potencia (12W) no mostraron diferencias significativas en relación a los del grupo no radiado ($p < 0.283$). Además, los niveles de proteínas en las ratas del subgrupo radiado a mínima potencia (1,5 W) también mostraron diferencias significativas respecto a los subgrupos de ratas radiadas a la potencia de 3 o 12 W ($p < 0.009$, $p < 0.0001$).

Animales del Grupo 2

En la **glándula tiroidea**, la cantidad de HSP-90 en ratas expuestas a la radiación a 3 W fue estadísticamente significativa a la de las ratas no radiadas (0 W) ($p < 0.003$). Pero no hubo diferencias significativas en el nivel de HSP-90 expresado en ratas a la radiación en el 1,5 o 12 W en relación con las ratas no radiadas (0W)

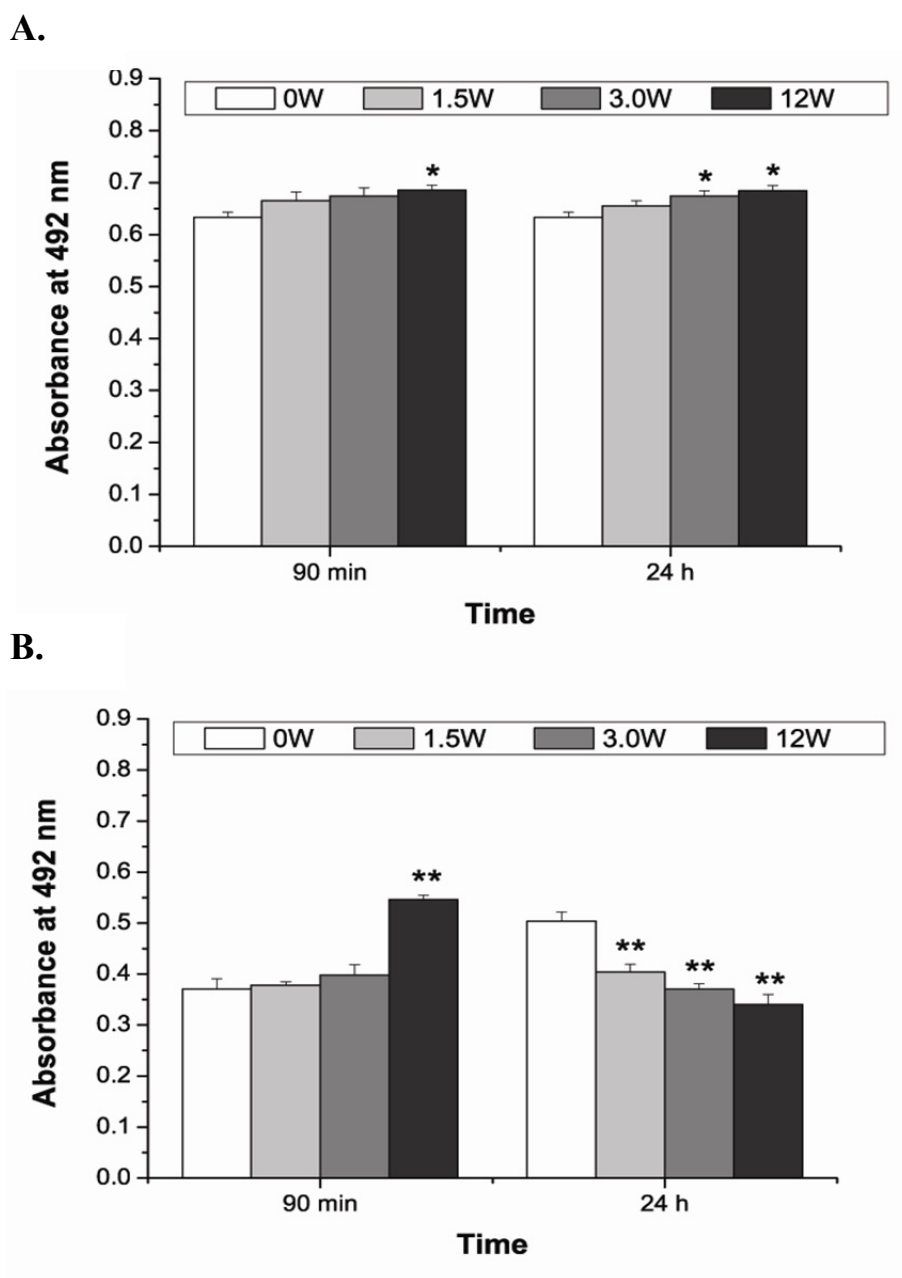
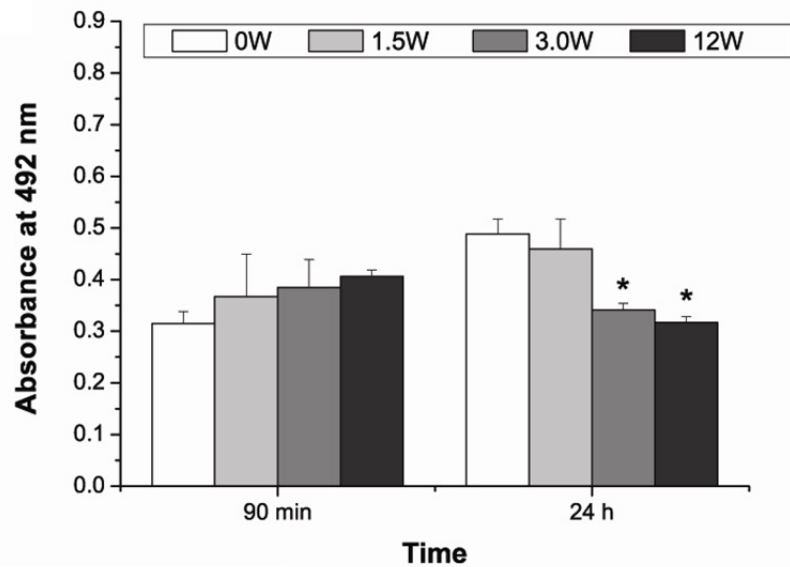


Fig.7.2.4.A-B. Los histogramas A y B muestran la densidad de la proteína HSP-90 detectada por ELISA en la corteza cerebral: A) A nivel de la corteza somatosensorial, (corteza parietal) B) A nivel de la corteza límbica, (corteza entorrinal). Expresada como la media \pm E.M. mediante un ANOVA de una vía y un test a posteriori Tukey-Kramer test para comparaciones múltiples.

C.



D.

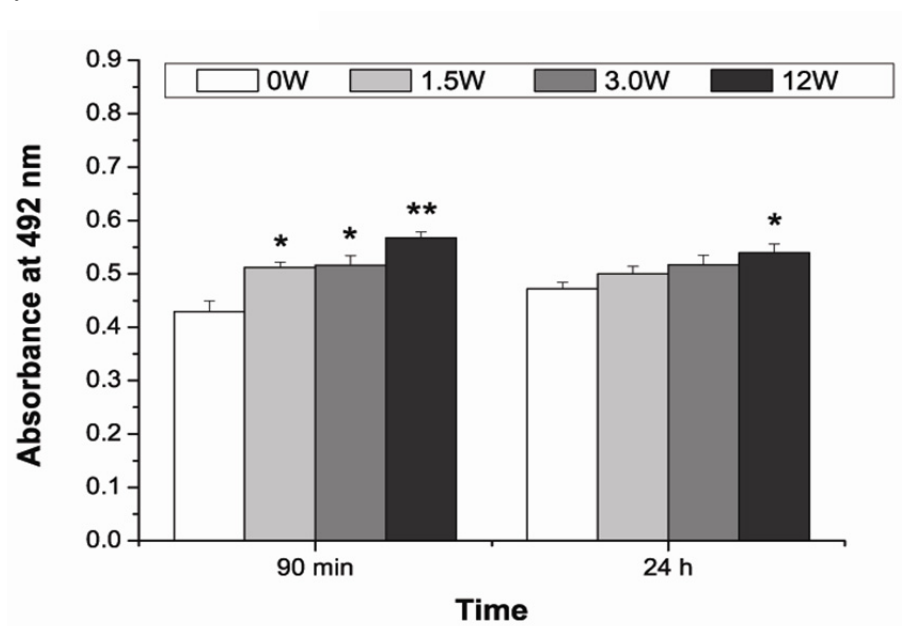


Fig.7.2.4.C-D. Los histogramas C y D muestran la densidad de proteína detectada por ELISA en las regiones subcorticales: C) A nivel del hipocampo (D) A nivel del hipotálamo (E) Tiroides. Expresada como la media \pm E.M. mediante un ANOVA de una vía y un test a posteriori Tukey-Kramer test para comparaciones múltiples.

E.

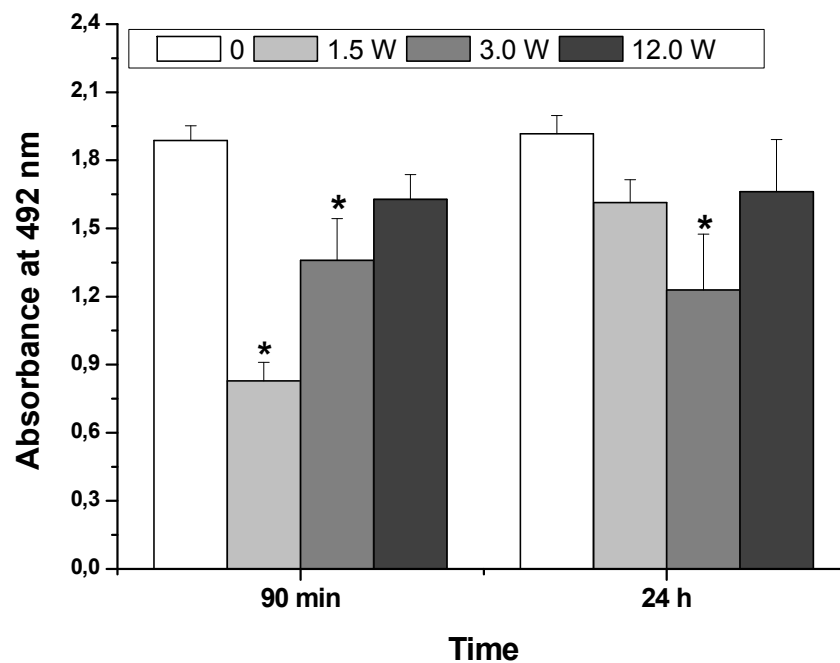


Fig.7.2.4.E. El histograma E muestra la densidad de proteína detectada por ELISA en la glándula Tiroides. Expresada como la media \pm E.M. mediante un ANOVA de una vía y un test a posteriori Tukey-Kramer test para comparaciones múltiples.

7.2.3.4 Distribución de HSP-90 en inmunohistoquímica en el cerebro

En la tabla están resumidos los resultados obtenidos de los recuentos neuronales positivos para la proteína HSP-90.

Tabla 7.2.4. Aparece el resumen de las medias \pm error estándar de los recuentos celulares de las neuronas HSP-90 positivas en las distintas áreas anatómicas teniendo en cuenta los factores (Potencia X Tiempo Postradiación) ^{1,2,3,4} Indican las diferencias estadísticamente significativas en relación con las potencias utilizadas para la radiación (1=0W, 2=1.5W, 3=3W y 4=12W) en exposiciones agudas. * Indica las diferencias estadísticamente significativas entre los animales de los grupos estudiados 90min vs 24 h después de la radiación para las distintas potencias.

Recuento de células HSP-90 positivas								
Áreas anatómicas	Tiempo después de la radiación							
	90min				24 h			
	0W	1.5W	3 W	12 W	0W	1.5W	3W	12W
Cortex								
<i>Parietal</i>	41 \pm 4 ^{2,3,4}	65 \pm 2 ^{*1,4}	71 \pm 23 ^{*1}	76 \pm 3 ^{*1,2}	40 \pm 3 ^{2,3,4}	75 \pm 2 ^{*1,4}	76 \pm 2 ^{*1}	82 \pm 3 ^{*1,2}
<i>Entorrinal</i>	68 \pm 5 ^{*2,3,4}	80 \pm 5 ⁴	82 \pm 5 ⁴	89 \pm 6 ^{*1,2,3}	97 \pm 4 ^{*2,3,4}	81 \pm 4 ^{1,4}	80 \pm 4 ^{1,4}	47 \pm 6 ^{*1,2,3}
Hipocampo								
<i>DG</i>	44 \pm 3 [*]	45 \pm 3 [*]	53 \pm 3	52 \pm 3 [*]	68 \pm 3 ^{*3,4}	69 \pm 3 ^{*3,4}	56 \pm 3 ^{1,4}	24 \pm 3 ^{*1,2,3}
<i>CA1</i>	57 \pm 4	64 \pm 4 ^{*4}	67 \pm 4 ^{*4}	52 \pm 4 ^{*3}	51 \pm 4	51 \pm 4 [*]	44 \pm 4 [*]	35 \pm 5 [*]
Hipotálamo								
<i>Pa</i>	33 \pm 8 ^{*2,3,4}	24 \pm 7 ^{*4}	23 \pm 6 ^{*4}	63 \pm 5 ^{*1,2,3}	83 \pm 6 ^{*2,3,4}	98 \pm 5 ^{*4}	100 \pm 5 ^{*4}	128 \pm 7 ^{*1,2,3}
<i>Arc</i>	39 \pm 5 ^{*2,3,4}	62 \pm 4 ^{*1,4}	64 \pm 3 ^{*1,4}	86 \pm 3 ^{*1,2,3}	85 \pm 3 ^{*4}	85 \pm 3 ^{*4}	80 \pm 3 ^{*4}	99 \pm 3 ^{*1,2,3}
<i>LH</i>	50 \pm 4 ^{2,3,4}	70 \pm 3 ^{1,4}	65 \pm 3 ^{*1,4}	89 \pm 3 ^{*1,2,3}	56 \pm 4 ^{2,3,4}	68 \pm 4 ^{1,4}	77 \pm 5 ^{*1}	85 \pm 3 ^{*1,2,3}

7.2.3.5 Discusión

En nuestro conocimiento no hay ningún estudio in vivo donde se hayan descrito modificaciones en la cuantificación y distribución de la proteína HSP-90 en la mayoría de las regiones cerebrales estudiadas después de la exposición aguda y controlada con niveles de SAR no térmicos en una cámara de radiación GTEM a 2.45 GHz en ratas. (ver Figs. 7.2.4).

Al ser la corteza la parte más superficial de la estructura cerebral podría ser la más afectada inicialmente [64] en relación con la energía de la radiación no-ionizante que absorbe el tejido y que viene dada por la tasa de absorción específica (SAR). Los valores de HSP-90 en la corteza

se incrementan paralelamente a los valores de SAR aunque no llegan a niveles térmicos ya que son inferiores a 0.4W/kg en un ambiente controlado en la totalidad del cuerpo [77] e inferior a 2W en el cerebro (IEEE, 1999) (ver Tabla 7.2.4). No se puede decir por tanto que el mecanismo que provoca efectos sobre esta HSP en la corteza cerebral sean propiamente térmicos [25]. Pero en cualquier caso hacen que nos posicionemos del lado de los autores que argumentan que las microondas originadas por los campos electromagnéticos pueden afectar por mecanismos no-térmicos a la estructura tridimensional de las proteínas eucariotas [34,72].

En nuestros resultados los niveles subcorticales de la proteína intracitoplasmática HSP-90 aparecen incrementados noventa minutos y veinticuatro horas después de la radiación en los núcleos hipotalámicos con todos los niveles de SAR, contrastando con valores similares de HSP-90 en el hipocampo a los de la rata no estresada hora y media después de la radiación, y un descenso importante un día después.

En recientes trabajos in vivo a otras frecuencias se ha demostrado una importante activación neuronal cortical y subcortical de C-Fos [69-71] e in vitro con exposiciones agudas a 2.45GHz en la expresión de diversos genes, entre los que se encuentra una disminución en la expresión de HSP-90 [27] con importantes cambios, sin alcanzar niveles de SAR térmico. Por otro lado existe una relación entre la exposición a los campos electromagnéticos que pueden inducir la inactivación de esta proteína y la activación de proteasas que desencadenan la apoptosis [18], habiendo una demostrada disminución de los mecanismos de citoprotección [28]. En este sentido, el descenso de los valores de HSP-90, 24 horas después de la exposición a la radiación con la mayoría de los valores de SAR en el hipocampo y en la corteza entorrinal sugiere que los efectos de la radiación no ionizante pueden estar relacionados con un descenso en los niveles de protección desarrolladas por esta proteína. Esta pérdida de la función celular de la chaperona que afecta a una gama más amplia de rutas de señalización intracelular que otras HSPs [115] es investigada para mejorar la eficacia de tratamientos antitumorales [96] y se combina a veces con radiación ionizante [110]. La HSP-90 tiene respuestas moleculares diferentes dependiendo del estímulo [37], esto nos hace reflexionar sobre los resultados obtenidos en este experimento y plantea también la posibilidad de una ambivalencia en los efectos biológicos de la radiación dependiendo del área anatómica estudiada.

En cualquier caso los valores de la proteína HSP-90 en el cerebro de rata indican diferencias importantes entre las regiones estudiadas y por tanto una gran heterogeneidad en los mecanismos de tolerancia al estrés en la corteza cerebral y en el diencéfalo a la radiación no ionizante. Niveles elevados de citoprotección en la corteza somatosensorial e hipotálamo y un acusado descenso de la protección en corteza límbica e hipocampo indican una gran complejidad en los mecanismos de defensa celular así como una variabilidad de la respuesta de las poblaciones celulares a las microondas.

Nuestros resultados indican modificaciones importantes en los niveles de proteína HSP-90 tras la exposición a campos electromagnéticos a 2,45 GHz, cuando la proteína alcanza los niveles máximos de expresión a los 90min, siendo visibles a los menores valores de SAR 0.104 ± 5.10^{-3} ó 0.046 ± 1.10^{-3} en los que alcanza descensos importantes respecto a los animales no radiados. Así mismo, el nivel de radiación al que el tejido tiroideo se muestra más resistente en su recuperación es para potencias de 3W, ya que 24 horas después de la radiación no se alcanzan todavía los niveles basales de proteína que tienen los animales control o no expuestos a la radiación.

Nuestra experiencia previa en el estudio de los efectos provocados con sistemas de radiación en animales pequeños in vivo, ha sido determinante para el empleo de frecuencias de 2.45 GHz, utilizadas en telecomunicaciones o a nivel terapéutico, ya que encontramos modificaciones importantes en la proteína HSP-90 en distintas regiones del cerebro [51]. Sin embargo, en estudios in vitro en células humanas aplicando esta misma radiofrecuencia a niveles subtérmicos, no se ha encontrado cambios significativo en la expresión de heat shock genes [27,126]. Tan solo aplicando potencias muy elevadas de 20 W/kg que alcanzan niveles térmicos, algunos autores consiguen detectar cambios en la proteína HSP-70 [124]. Estos resultados contrastan con nuestros datos, ya que no existen diferencias significativas entre los niveles de la proteína en los animales no radiados y los radiados con el máximo SAR. Por otra parte la medición de temperatura rectal en los animales antes y después de la radiación, constituye un índice para evaluar el efecto de la radiación sobre los ajustes realizados por el hipotálamo sobre los mecanismos termoregulatorios sobre los que reciben ese estímulo, que pueden desencadenar estrés termal [5,127]. La escasez de datos en relación con el estrés

corporal del animal provocado por la radiación, nos conduce a pensar que el incremento significativo de temperatura que se produce después de la exposición al SAR más elevado, parece que es compensado en un tiempo corto por los mecanismos de homeostasis corporal.

Por el contrario, el estrés celular, fenómeno provocado por la radiación, induce cambios fisiológicos y provoca una respuesta en las células de la glándula tiroides que en este caso no aparecen al SAR más alto. Este hecho indica, la existencia de estímulos que provocan estrés celular por mecanismos no térmicos, ya que está descrito que puede existir alteración en la conformación de la proteínas sin existir calentamiento [26]. Por tanto, el efecto provocado por la radiación electromagnética del sistema de radiación empleado en este experimento provoca un pico SAR en el cuerpo de 0.795 ± 2.10^{-3} y en la tiroides de 0.340 ± 10.10^{-3} a la máxima potencia empleada que sería, compensado por los mecanismos de termorregulación y por tanto sería de naturaleza atérmica [20]. Sin embargo los efectos como resultado de la aplicación de pico SAR en el cuerpo 0.089 ± 9.10^{-3} ó 0.180 ± 9.10^{-3} y en el tiroides, 0.041 ± 2.10^{-3} y 0.076 ± 4.10^{-3} serían de naturaleza no térmica.

Estudios epidemiológicos recientes no establecen una relación causal entre campos electromagnéticos y cáncer de tiroides [68], sin embargo numerosas investigaciones describen los efectos funcionales e histológicos, en la glándula tiroides causados por EMF. Así la exposición a LF-EMF o RF a 900 MHz provoca cambios en la secreción hormonal de T3 y T4 [57,98] y alteraciones morfológicas [98-100].

Estos cambios provocados en la glándula tiroides después de la exposición a fuentes de radiación no-ionizante se pueden recuperan morfológicamente pero no desde un punto de vista funcional [98]. Por otra parte se han descrito cambios patológicos en la glándula tiroides en los que se relacionan las alteraciones en la estructura glandular dependiente de la apoptosis [32]. En base a los resultados obtenidos en este trabajo se ha demostrado: 1) Que la glándula tiroides es sensitiva a RF de 2.45 GHz 2) Los niveles de proteína HSP-90, que determinan los niveles de estrés celular en la glándula se modifican por mecanismos no térmicos 3) La recuperación de los niveles basales de la proteína es más tardía para potencias de 3W 4) La elevación de la temperatura corporal en los animales expuestos a la máximo SAR es compensado en un tiempo corto por los mecanismos de homeostasis corporal.

7.3 Sistema experimental para el estudio de la dosimetría en multifrecuencia

7.3.1 Introducción

Los campos electromagnéticos están presentes como una parte vital de nuestra vida diaria, la existencia de antenas en la calle junto con las convencionales de telefonía móvil constituye un escenario real en el que un gran número de personas están expuestas a multifrecuencias de diversas fuentes electromagnéticas (múltiples frecuencias con grandes anchos de banda).

La investigación de los bioefectos causados por la presencia de señales simultáneas, es un campo prácticamente desconocido en el bioelectromagnetismo. La normativa establece para el cálculo del SAR (Tasa de absorción específica) de múltiples señales, criterios que en ningún caso están basados en la experimentación [101]. Hay por tanto una gran inseguridad de la eficacia de las restricciones legales a éste respecto, ya que existe un vacío en el conocimiento de la respuesta biológica a la acción de señales simultáneas de radiofrecuencia (RF).

Los escasos estudios que hay a este respecto no determinan con claridad los potenciales riesgos en la salud que envuelven la exposición múltiple a la radiofrecuencia (RF). Algunos estudios llevados a cabo en distintas poblaciones no determinaron una relación entre síntomas crónicos como dolor de cabeza, alteraciones en el sueño en adultos [120] o en niños [121] y la exposición a varias frecuencias. Tampoco se ha establecido que la interacción de varias señales de modulación inalámbrica cause alteraciones celulares en embriones durante la gestación [61].

La escasa información de los efectos biológicos que tienen lugar como resultado de la interacción de múltiples señales de RF en los seres vivos contrasta con una gran preocupación de la sociedad y de diversas entidades gubernamentales [45] por la contaminación electromagnética a la que se somete diariamente a nuestra población a edades cada vez más tempranas.

En éste trabajo nos planteamos los siguientes objetivos: 1) La descripción del diseño y puesta a punto del sistema experimental de radiación que permitirá la exposición de animales pequeños en una cámara GTEM, sometidos a la interacción simultánea de varias señales de radiofrecuencia, con múltiples generadores. Para ello se aplicarán frecuencias que habitualmente son usadas por sistemas inalámbricos de comunicación 900 y 2450 MHz. 2) Posteriormente se llevó a cabo un estudio de la dosimetría realizando un cálculo de la tasa de

absorción específica (SAR) en el cuerpo y en el cerebro de los animales aplicando el método FDTD con el programa comercial SEMCAD [8]. La puesta a punto de éste sistema experimental de radiación, abrirá un campo de estudios biológicos en modelos animales aplicando estos novedosos protocolos de radiación.

7.3.2 Material y métodos

A continuación se describen tanto la configuración del sistema utilizado durante los experimentos como el método de experimentación en sí y la simulación requerida para estimar los valores de SAR de los animales.

7.3.2.1 Descripción del Sistema Experimental de Radiación

En la Fig. 7.3.1 se observa el sistema experimental. Se disponen de dos Generadores de Señales Vectoriales (GSV Frec #1 y GSV Frec #2) cada uno genera una señal sinusoidal pura de 900 MHz y 2450 MHz, respectivamente, regulada a la potencia requerida durante la radiación. La salida procedente de ambos generadores se conecta a un Mezclador de señales (ME) para pasar la señal al Amplificador (AMP). Una vez la señal es amplificada esta se introduce en el Acoplador Direccional (AD) para pasarla directamente a la Cámara de Radiación GTEM en donde se encuentra la rata R, convenientemente posicionada en la zona de máxima uniformidad de campo [104], e inmovilizada mediante el cepo de metacrilato CR. El AD permite medir los valores de potencia incidente P_{IN} mediante el Medidor de Potencia (MP) pudiendo establecer de esta forma la potencia de entrada deseada al sistema. Además, es posible medir la potencia reflejada P_{REF} , monitorizando y obteniendo el valor mediante el Analizador de Espectros AE.

El uso del AE permite observar el tipo de onda incidente en la cámara, comprobando la pureza espectral de la senoide utilizada en este experimento.

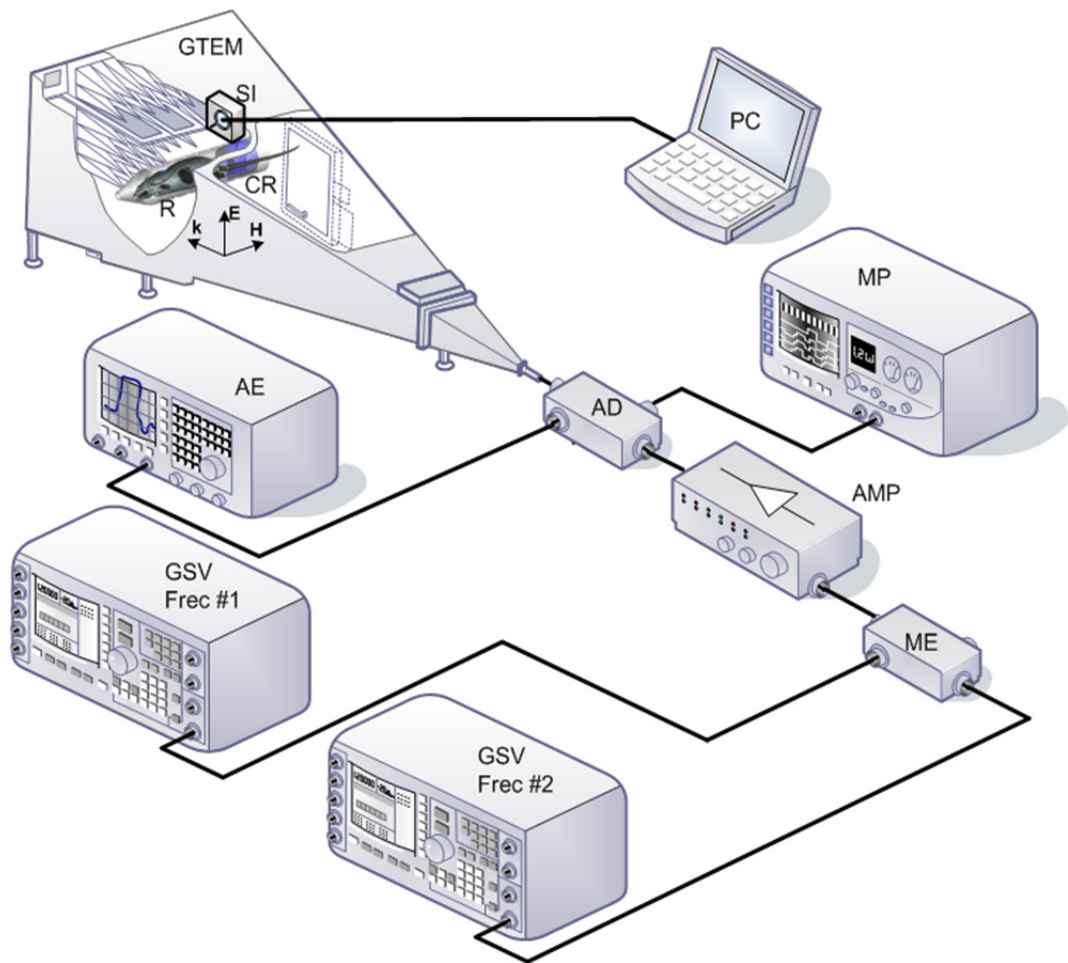


Fig. 7.3.1. Esquema del sistema utilizado. GTEM: Cámara GTEM Schaffner 250; GSV Frec #1: Generador Vectorial de Señales Agilent E4438C (250 KHz - 4 GHz) funcionando a 2.45 GHz; GSV Frec #2: Generador Vectorial de Señales Agilent E4438C (250 KHz - 4 GHz) funcionando a 900 MHz; AMP: Amplificador Aethercomm 0.8-3.2-10; AD: Acoplador Direccional NARDA 3282B-30 (800 - 4000 MHz); AE: Analizador de Espectro Agilent E4407B (9KHz-26,5GHz); MP: Medidor de Potencia Agilent E4418B; ME: Mezclador de Señales Agilent 11636A; CR: Cápsula Contenedora de la Rata Bajo Prueba; SI: Sonda Isotrópica de medidas.

Se observa que el campo incide sobre R en la dirección \mathbf{k} , con los vectores \mathbf{E} y \mathbf{H} posicionados perpendicular y paralelamente al eje principal de R, respectivamente. Consecuentemente, la zona izquierda de R recibe la máxima amplitud de campo, produciendo apantallamiento sobre la zona derecha.

Para la medida del campo se utiliza la Sonda Isotrópica (SI) que nos proporciona el valor de pico del mismo. Esta medida se realiza sin colocar la rata en el interior de la cámara y usando los valores deseados en las señales de entrada. De esta forma podemos precisar el comportamiento de la cámara en la zona de medida. Este valor será utilizado posteriormente para conseguir realizar una simulación más objetiva de la cámara GTEM, utilizando para ello tres frentes de ondas plana que reproducirán los datos obtenidos con la sonda. Además, se ha comprobado si los valores obtenidos con la SI concuerdan con los que recomienda el fabricante de la cámara, mediante la expresión [104]:

$$E = \sqrt{Z_0 P_{TR} / (h^2 \zeta)} \quad (7.3.1)$$

siendo h la altura de la bóveda (*septum*) en la zona de exposición (posición de la CR), ver Fig. 7.3.1, P_{TR} la potencia de entrada en la GTEM ($= P_{IN} - P_{REF}$), $Z_0 = 50 [\Omega]$ la impedancia de entrada de la GTEM, y ζ un coeficiente que depende del rizado del campo dentro de la zona de posicionamiento de CR, considerado igual a 2 [104]. Se ha observado que existe cierta concordancia, pero dicha fórmula no considera que el campo eléctrico no sólo tenga la componente que aparece en la Fig. 7.3.1, por lo que se ha optado por usar los valores medidos con la sonda isotrópica ya que resultan más precisos.

7.3.2.2 Descripción del Tratamiento de los Animales.

Para poder llevar a cabo este estudio experimental se expusieron 40 ratas a la radiación de la cavidad GTEM, dividiéndolas en 4 grupos diferentes (10 ratas en cada grupo), de acuerdo al siguiente esquema experimental:

Grupo 1: Animales radiados a 900 MHz y 2W de potencia.

Grupo 2: Animales radiados a 2450 MHz y 2W de potencia.

Grupo 3: Animales radiados a 900 MHz y 2450 MHz a una potencia de 1W respectivamente y simultáneamente.

Grupo 4: Animales control no radiados.

Los animales, convenientemente inmovilizados mediante CR, (ver Fig. 7.3.1), fueron radiados individualmente durante 1 hora (Grupos 1-3). En el Grupo 4 se colocaron los animales igualmente en el CR el mismo tiempo sin ser sometidos a la radiación.

7.3.2.3 Descripción de las Simulaciones.

Los valores de SAR se han estimado con la ayuda del SEMCAD X [8,16], un software de simulación basado en el método FDTD, según se ha comentado anteriormente. Para ello, se utilizó un modelo numérico de rata Sprague-Dawley de 198.3 gramos (modelo R8, [16]), ensamblada en cortes de 1.15 mm (obtenidos con imágenes de resonancia magnética) y compuesta por 60 tejidos diferentes. El modelo numérico fue simulado con ondas planas incidiendo sobre la zona izquierda del animal, de tal forma que los campos simulados se correspondan con los medidos con la sonda isotrópica (SI). La onda plana más intensa es la que tiene el campo magnético \mathbf{H} paralelo a su eje principal (ver Fig. 7.3.1). Las simulaciones (ejecutadas en un PC de escritorio con procesador Intel Core i7 a 3.2 GHz, 16 GB de RAM y tarjeta aceleradora de cálculo Nvidia Tesla C1060) se realizaron a 900 y 2450 MHz, con un mallado de 2.5 y 20.3 millones de celdas volumétricas, obteniéndose tiempos de cómputo de 20 y 35 minutos, respectivamente.

Las estimaciones del SAR fueron obtenidas mediante un factor de corrección aplicado a los valores obtenidos con las simulaciones numéricas, en proporción al peso de la rata numérica respecto de los pesos de los animales utilizados durante la experimentación, es decir:

$$SAR_E = SAR_S \times W_S / W_E \quad (7.3.2)$$

donde SAR_E es la estimación del SAR experimental, SAR_S es el valor de SAR obtenido durante la simulación, $W_S = 198.3$ [g] es el peso del modelo numérico, y W_E [g] es el peso del animal bajo experimentación.

7.3.3 Resultados

Se radiaron los animales con una $P_{TR} = 2$ [W], colocados en la posición de la bóveda con $h = 0.215$ [m].

En la Tabla 7.3.1 se presentan los resultados de SAR_S relativo en el cuerpo del modelo numérico de rata para distintas zonas anatómicas de interés. En la Tabla 7.3.2 se presentan los resultados de SAR_E estimados, ver ec. (7.3.2), para los distintos grupos de animales radiados (Grupos 1 a 3, ver Sección II.B). Los valores de SAR_E en cerebro y cuerpo corresponden a los valores promediados espacialmente en 1 [g] de tejido.

Tabla 7.3.1. Listado de valores de SAR experimental para una rata de 198 g estimados mediante simulación, en determinadas zonas anatómicas de la rata.

		SAR_S (W/kg)		
	Región Anatómica	Grupo 1	Grupo 2	Grupo 3
Sistema Nervioso	Cavidad cerebral	0.0911	0.0933	0.1154
	Hemisferios cerebrales	0.0902	0.0749	0.1009
	Hipófisis	0.2088	0.2633	0.3139
	Cerebelo	0.2152	0.0981	0.1551
Cuerpo	Músculo	0.1601	0.0654	0.1130
	Timo	0.2880	0.0637	0.1755
	Testículos	0.0902	0.2870	0.2165
	Grasa	0.0323	0.0195	0.0266
	Lengua	0.1215	0.2402	0.1740

Las Figs. 7.3.2 y 7.3.3 presentan el patrón de SAR_S relativo en el cuerpo del modelo numérico de la rata cuando es radiada por una sola frecuencia (900Mhz y 2450Mhz,

respectivamente). La Fig. 7.3.4 muestra la distribución de del SAR_S relativo en el cuerpo del modelo numérico de la rata cuando es radiada simultáneamente con 2 frecuencias (900Mhz y 2450Mhz). Se observa cierta uniformidad en la distribución, con ciertos puntos de asimetría, consecuencia directa de la incidencia de la radiación sobre la zona izquierda del animal y de la propia asimetría en la distribución de sus órganos.

Tabla 7.3.2. Listado resumen de valores de SAR experimental estimados mediante simulación, ver ec. (7.3.2).

Grupo	f (MHz)	P_{TR} (W)	E_m (V/m)	W_E (g)	SAR_E (W/kg)	
					Cuerpo	Cerebro
2	900	2	47.5	Min 182.9	0.1587	0.0951
				Max 218.8	0.1898	0.1134
				Prom 198.7	0.1718	0.1029
3	2450	2	40.2	Min 198.1	0.0601	0.0340
				Max 243.7	0.0740	0.0419
				Prom 224.7	0.0683	0.0386
4	900 & 2450	1 1	34.4	Min 153.4	0.0879	0.0844
				Max 306.3	0.1755	0.1685
				Prom 230.8	0.1322	0.1269

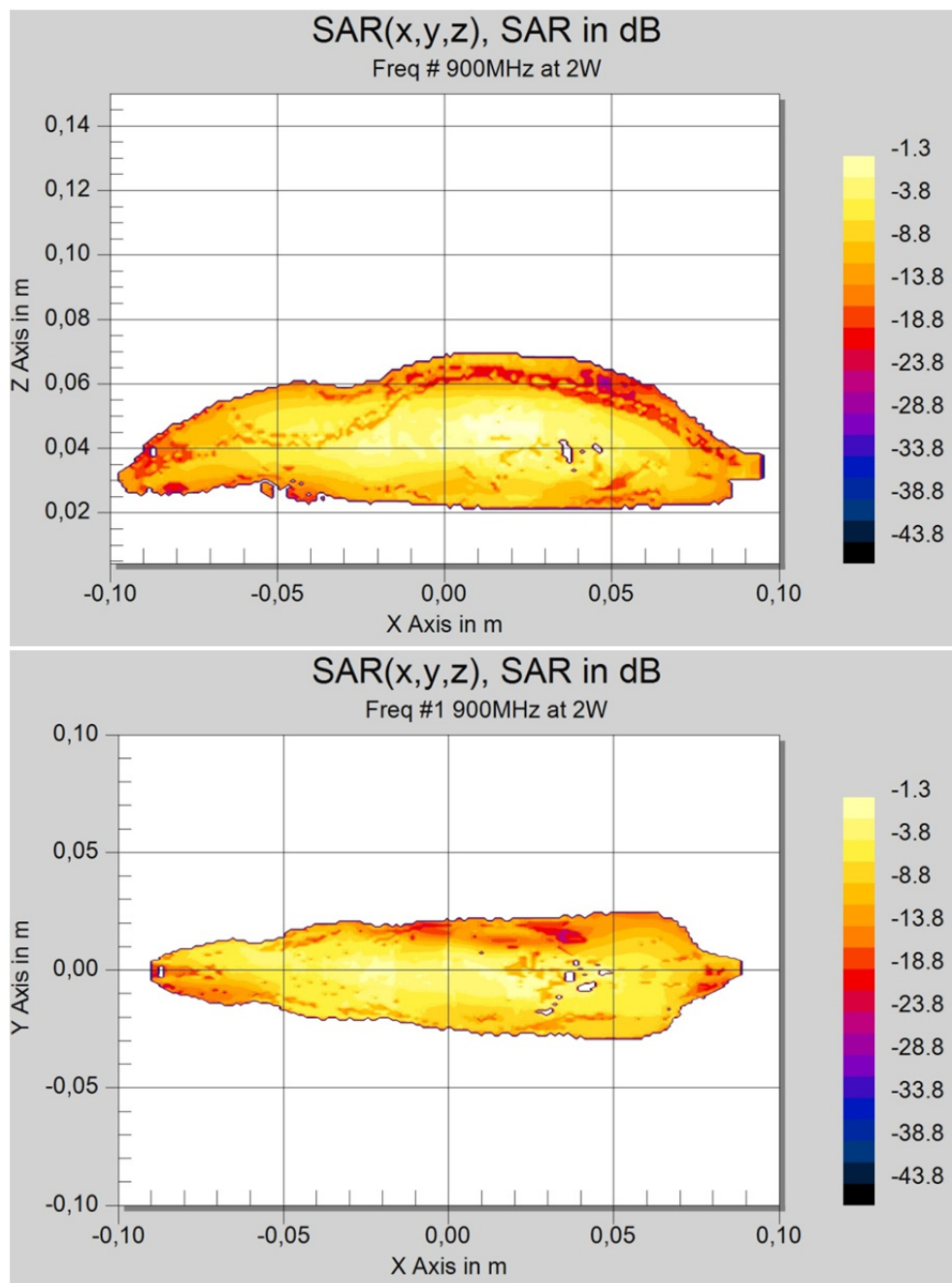


Fig. 7.3.2. Distribución del SAR_s, relativo en el animal. Esta distribución es aplicable a la radiación de 900 MHz durante las experimentaciones. Escala en dB normalizada. A) Corte horizontal (z=constante, vista superior) a la altura media de su cerebro. B) Corte vertical (plano principal y=constante) coincidente con el eje de la rata.

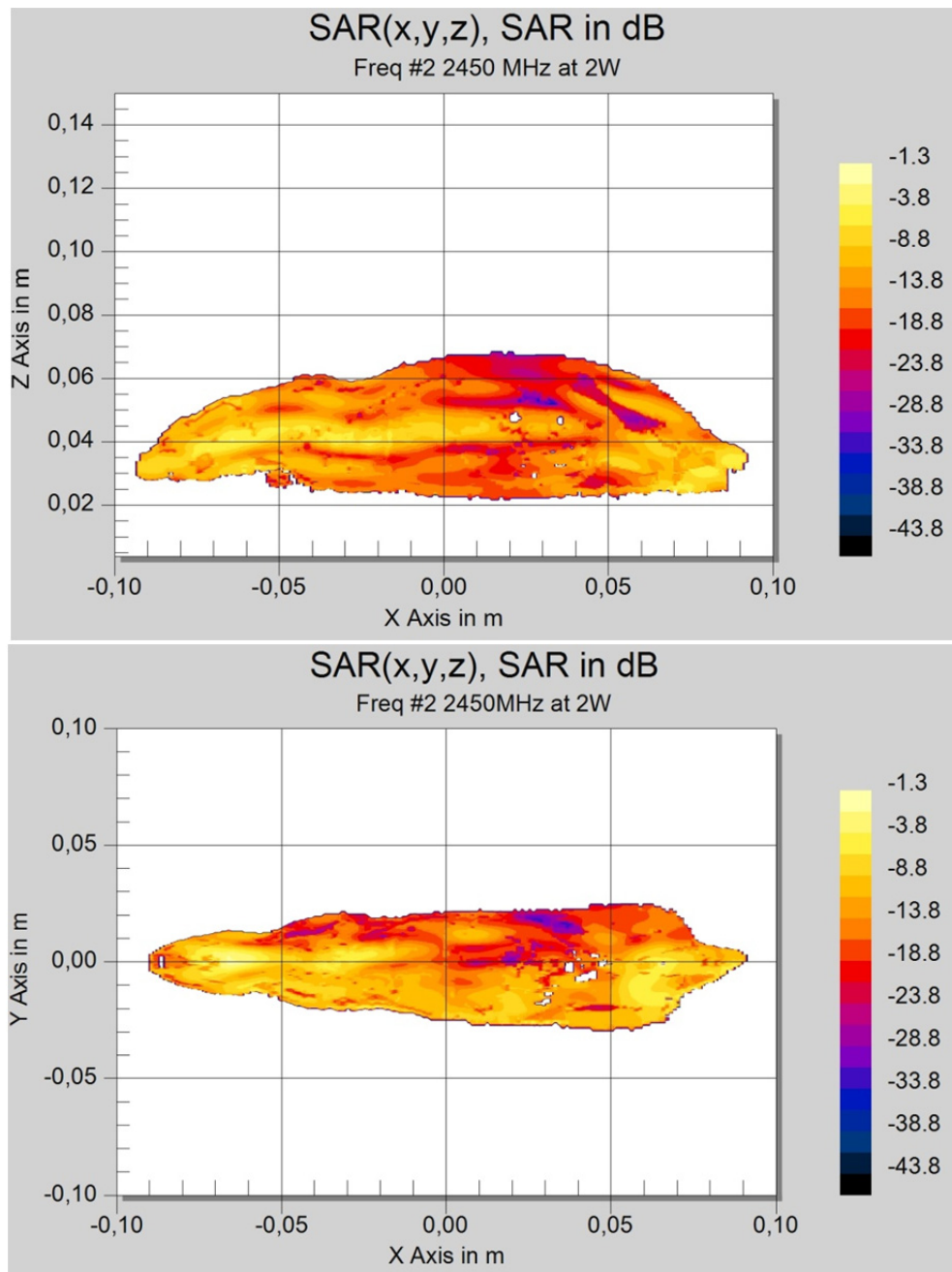


Fig. 7.3.3. Distribución del SAR_s, relativo en el animal. Esta distribución es aplicable a la radiación de 2450 MHz durante las experimentaciones. Escala en dB normalizada. A) Corte horizontal (z=constante, vista superior) a la altura media de su cerebro. B) Corte vertical (plano principal y=constante) coincidente con el eje de la rata.

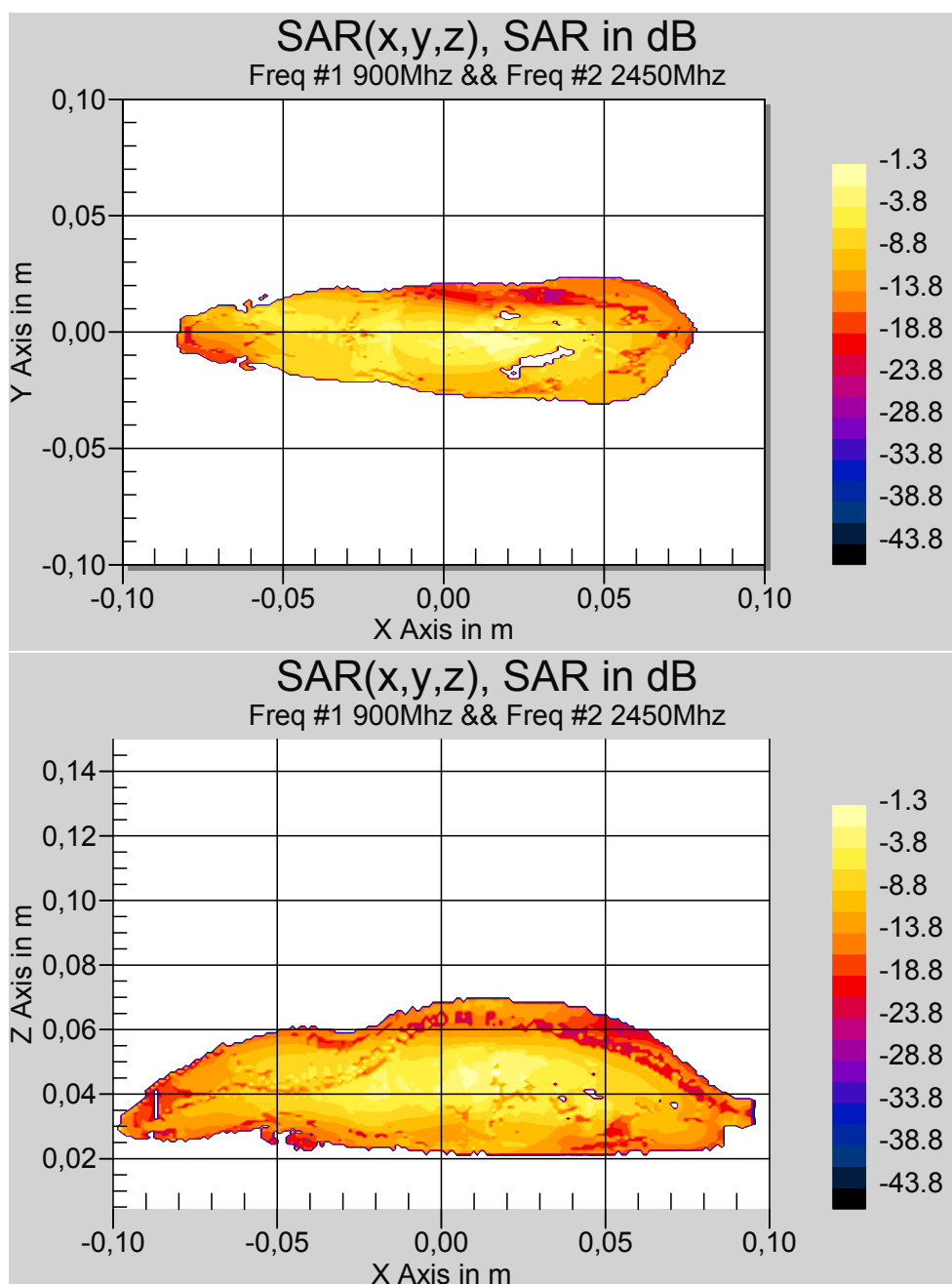


Fig. 7.3.4. Distribución del SAR_s relativo en el animal. Esta distribución es aplicable a la radiación de 900 MHz y 2450 MHz simultáneamente durante las experimentaciones. Escala en dB normalizada. A) Corte horizontal (z=constante, vista superior) a la altura media de su cerebro. B) Corte vertical (plano principal y=constante) coincidente con el eje de la rata.

7.3.4 Discusión

Se ha realizado la validación del sistema experimental de radiación de multifrecuencias que se propone, así como la caracterización a través de muestreo y combinación de dos frecuencias en la banda de 800-2700 MHz, y/o intensidades de señal, de la respuesta a nivel subtérmico que permita establecer las condiciones adecuadas para el estudio de modelos en ratas adultas y jóvenes “in vivo”.

La puesta a punto del sistema de radiación experimental y la obtención de valores de SAR en los distintos tejidos de la rata, permitieron determinar los primeros índices biológicos de la exposición a la radiación de multifrecuencia en éstos mamíferos.

En los escasos estudios que hemos encontrado de interacción múltiple, epidemiológicos en humanos, se han identificado posibles efectos adversos en la salud de poblaciones consideradas más vulnerables, niños y adolescentes [111]. A la gran vulnerabilidad del sistema nervioso en desarrollo en los jóvenes habría que sumar la exposición a múltiples fuentes electromagnéticas a edades cada vez más tempranas cuyos efectos pudieran ser acumulativos. La exposición simultánea de múltiples frecuencias es calculada mediante el sumatorio del campo al cuadrado/tiempo de exposición para cada frecuencia. Aunque el estudio de la dosimetría se realiza de una forma individualizada las conclusiones del estudio de momento son muy limitadas en relación a efectos de la salud.

Por otro lado, los únicos estudios experimentales conocidos, se realizaron con exposición simultánea de radiofrecuencias combinadas CDMA y WCDMA, los autores no describen efectos teratógenos visibles en fetos [27] o enfermedades visibles tras la exposición de un año, a pesar de existir alteraciones sanguíneas o séricas [49]. En nuestra opinión los estudios que se han realizado hasta la fecha son muy escasos para poder afirmar con exactitud cuál sería el límite en dosimetría al interaccionar sobre un ser vivo varias fuentes. No tenemos la certeza que exista una correlación biológica con la dosimétrica, es decir que se sumen los efectos, pero tampoco que exista una inocuidad absoluta al interaccionar de forma múltiple los campos sobre los seres vivos.

Estos primeros datos de dosimetría deben de ser contrastados en un futuro, con otros efectos biológicos, en nuestra opinión es imprescindible un estudio en distintos tejidos, ya que la simple modificación de parámetros fisiológicos, puede causar efectos nocivos en la salud de los seres vivos.

Todos los resultados obtenidos de este estudio tienen una aplicación directa en relación a la legislación de la exposición de radiación no ionizante en los seres vivos.

7.4 Referencias

- [1] W. R. Adey, S. M. Bawin, and A. F. Lawrence, "Effects of weak amplitude modulated microwave fields on calcium efflux from awake cat cerebral cortex", *Bioelectromagnetics*, vol. 3, pp. 295-307, 1982.
- [2] C. Adori, R. D. Andó, G. G. Kovács, and G. Bagdy, "Damage of serotonergic axons and immunolocalization of HSP-27, HSP72, and HSP90 molecular chaperones after a single dose of MDMA administration in Dar Agouti rat: Temporal, spatial, and cellular patterns", *The Journal of Comparative Neurology*, vol. 497, no. 2, pp. 251-269, 2006.
- [3] M. Ammari, C. Gamez, A. Lecomte, M. Sakly, H. Abdelmelek, and R. de Seze, "GFAP expression in the rat brain following sub-chronic exposure to 900 MHz electromagnetic field signal", *Int J Radiat. Biol.*, vol. 86, no. 5, pp. 367-375, 2010.
- [4] A. Christ, N. Chavannes, N. Nikolski, H-U. Gerber, K. Pokovik, and N. Kuster, "A numerical and experimental comparison on human head phantoms for compliance testing of mobile telephone equipment. Bioelectromagnetics", vol. 26, pp. 125-137, 2005.
- [5] P. L. Bae, E. A. Brow, and E.A Kiyatkin, "Procedure of rectal temperature measurement affects brain, muscle, skin and body temperatures and modulates the effects of intravenous cocaine", *Brain Research*, vol. 1154 , pp.61-70, 2007.
- [6] Z. Batulan, D. M. Taylor, R. J. Aarons, S. Minotti, M. M. Doroudchi, J. Nalbantoglu, and H. D. Durham, "Induction of multiple heat shock proteins and neuroprotection in a primary culture model of familial amyotrophic lateral sclerosis", *Neurobiol Dis.*, vol. 24, no. 2, pp. 213-25, 2006.
- [7] S. M. Bawin, L. K. Kaczmarek, and W. R. Adey, "Effects of modulated VHF fields on the central nervous system", *Ann N Y Acad Sci.*, vol. 247, pp. 74-81, 1975.
- [8] C. L. Bell-Horner, M. Dibas, R-Q. Huang, J. A. Drewe, and G. H. Dillon, "Influence of subunit configuration on the interaction of picrotoxin-site ligands with recombinant GABA(A) receptors", *Brain Res Mol Brain Res.*, vol. 26, no. 1, pp. 47-55, 2000.
- [9] I. Y. Belyaev, C. B Koch, O. Terenius, K. Roxstron-Lindquist, L. O. Malmgren, W. H. Sommer, L. G. Saldford, and B. R. Persson, "Exposure of rat brain to 915 MHz GSM

- microwaves induces changes in gene expression but not double stranded DNA breaks or effects on chromatin conformation”, *Bioelectromagnetics*, vol. 27, no. 4, pp. 295–306, 2006.
- [10] A. Bergamaschi, A. Magrini, G. Ales, L. Coppeta, and G. Somma, "Are thyroid dysfunctions related to stress or microwave exposure (900 MHz)", *Int J Immunopathol Pharmacol.*, vol. 17, no. 2, pp. 31-36, 2004.
- [11] P. Bernardi, M. Cavagnaro, S. Pisa, and E. Piuze, "Specific absorption rate and temperature elevation in a subject exposed in the far-field of radio-frequency sources operating in the 10-900-MHz range", *IEEE Trans Biomed Eng.*, vol. 50, no. 3, pp. 295-304, 2003.
- [12] C. F. Blackman, S. G. Benane, J. A. Elder, D. E. House, J. A. Lampe, and J. M. Faulk, "Induction of calcium-ion efflux from brain tissue by radiofrequency radiation: effect of sample number and modulation frequency on the power-density window", *Bioelectromagnetics*, vol. 1, no. 1, pp. 35-43, 1980.
- [13] E. Brillaud, A. Piotrowski, and R. de Seze, "Effect of an acute 900MHz GSM exposure on glia in the rat brain: a time-dependent study", *Toxicology*, vol. 238, no. 1, pp. 23-33, 2007.
- [14] M. A. Brown, L. Zhu, C. Schmidt, and P. Tucker, "HSP90- from signal transduction to cell transformation", *Bioche Biophy Res Commun*, vol. 363, no. 2, pp. 241-246, 2007.
- [15] M. Burkhardt, Y. Spinelli, and N. Kuster, "Exposure setup to test effects of wireless communications systems on the CNS", *Health Phys.*, vol. 73, no. 5, pp. 770-778, 1997.
- [16] I. Busljeta, I. Trosic, and S. Milkovic-Krause, "Erythropoietic changes in rats after 2.45 GHz nonthermal irradiation", *Int J. Hyg Environ Health*, vol. 207, no. 6, 549-554, 2004.
- [17] M. K. Callahan, M. Garg, and P. K. Srivastava, "Heat-shock protein 90 associates with N-terminal extended peptides and is required for direct and indirect antigen presentation", *Proc Natl Acad Sci U S A*, vol. 105, no. 5, pp. 1662-1667, 2008.
- [18] M. Caraglia, M. Marra, F. Mancinelli, G. D'Ambrosio, R. Massa, A. Giordano, A. Budillon, A. Abbruzzese, and E. Bismuto, "Electromagnetic field at mobile phone

- frequency induce apoptosis and inactivation of multi-chaperone complex in human epidermid cancer cells”, *Journal of Cellular Physiology*, vol. 204, pp. 539-548, 2005.
- [19] V. Chauhan, A. Mariampillai, G. B. Gajda, A. Thansandote, and J. P. McNamee, “Analysis of protooncogene and heat-shock protein gene expression in human derived cell-lines exposed in vitro to an intermittent 1.9 GHz pulse-modulated radiofrequency field”, *Int J Radiat Biol.*, vol. 82, no. 5, pp. 347-354, 2006.
- [20] M. Chiral, J. F. Grongnet, J. C. Plumier, and J. C. David, “Effects of hypoxia on stress proteins in the piglet brain at birth”, *Pediatric Research*, vol. 56, no. 5, 775-8, 2004.
- [21] C. K. Chou, K. W. Chan, J. A. McDougall, and A. Guy, “Development of a rat head exposure system for simulating human exposure to RF fields from hancheld wireless tlephones”, *Bioelectromagnetics*, vol. 20, pp. 75-92, 1999.
- [22] C. Cohen-Saidon, I. Carmi, A. Keren, and E. Razin, "Antiapoptotic function of Bcl-2 in mast cells is dependent on its association with heat shock protein 90beta", *Blood*, vol. 107, no.4, pp.1413-20, 2006
- [23] A. H. Cornell-Bell and S. M. Finkbeiner, “Ca²⁺ waves in astrocytes”, *Cell Calcium*, vol. 12, no. 2-3, pp. 185-204, 1991.
- [24] S. M. D’Souza and I. A. Brown, “Constitutive expression of heat shock proteins HSP90, Hsc70, HSP70, and HSP60 in neuronal and non-neuronal tissues of rat during postnatal development”, *Cell Stress & Chaperones*, vol. 3, no. 3, pp. 188-189, 1998.
- [25] J. A. D’Andrea, J. M. Ziriaux, and E. R. Adair, “Radio frequency electromagnetic fields: mild hyperthermia and safety standards”, *Progress in Brain Research*, vol. 162, pp. 107-135, 2007.
- [26] B. di Pomerai , B. Smith, A. Dawe, K. North, T. Smith, D. B. Archer, I. R. Duce, D. Jones, and E. P. Candido, “Microwave radiation can alter protein conformation without bulk heating”, *FEBS Letters*, vol. 543, no. 1-3, pp. 93-97, 2003.
- [27] C. DelloRusso, P. Polak, P. Mercado, A. Spagnolo, A. Sharp, P. Murphy, A. Kalman, J. Burrows, L. Fritz, and L. Feinstein, “The heat-shock protein 90 inhibitor 17-allylamino-17- demethoxygedanamycin suppresses glial inflammatory responses and ameliorates

- experimental autoimmune encephalomyelitis”, *Journal of Neurochemistry*, vol. 99, pp. 1351-1362, 2006.
- [28] A. di Carlo, N. White, F. Guo, P. Garrett, and T. Litovitz, “Chronic electromagnetic field exposure decreases HSP70 levels and lowers cytoprotection”, *J Cell Biochem.*, vol. 84, no. 3, pp. 447-454, 2002.
- [29] C. Didelot, E. Schmitt, M. Brunet, L. Maingret, A. Parcellier, and C. Garrido, “Heat shock proteins: endogenous modulators of apoptotic cell death”, *Handb Exp Pharmacol.*, vol. 172, pp. 171-198, 2006.
- [30] P. J. Dimbylow and S. M. Mann, “SAR calculations in an anatomically realistic model of the head for mobile communication transceivers at 900 MHz and 1.8 GHz”, *Phys Med Biol.*, vol. 39, no. 10, pp. 1537-1553, 1994.
- [31] E. Drillaud, A. Piotrowski, and R. de Seze., “Effect of an acute 900MHz GSM exposure on glia in the rat brain: A time-dependent study”, *Toxicology*, vol. 238, pp. 23-33, 2007.
- [32] M. A. Esmekaya, N. Seyhan, and S. Ömeroglu, "Pulse modulated 900 MHz radiation induces hypothyroidism and apoptosis in thyroid cells: a light, electron microscopy and immunohistochemical study", *Int J Radiat Biol.*, vol. 86, no. 12, pp. 1106-16, 2010.
- [33] J. W. Finne, Z. Cai, J. Manavis, S. Helps, and P. C. Blumbergs, “Microglial activation as a measure of stress in mouse brains exposed acutely (60 minutes) and long-term (2yrs) to mobile telephone radiofrequency fields”, *Pathology*, vol. 42, no. 2., pp. 151-154, 2010.
- [34] P. W. French, R. Penny, J. A. Laurence, and D. R. McKenzie, “Mobile phones, heat shock proteins and cancer”, *Differentiation*, vol. 67, no. 4-5, pp. 93-97, 2001.
- [35] K. Fritze, C. Wiessner, N. Kuster, C. Sommer, P. Gass, D. M. Hermann, M. Kiessling, and K. A. Hossmann, “Effects of GSM microwave exposure on the genomic response of the rat brain”, *Neuroscience*, vol. 81, pp. 627-639, 1997.
- [36] C. Garnier, P. Barbier, R. Gilli, C. Lopez, V. Peyrot, and C. Briand, “Heat-shock protein 90 (hsp90) binds in vitro to tubulin dimer and inhibits microtubule formation”, *Biochem Biophys Res Commun*, vol. 250, no. 2, pp. 414-419, 1998.

- [37] C. Garrido, S. Gurbuxani, L. Ravagnan, and G. Kroemer, “Heat shock proteins: Endogenous modulators of apoptotic cell death”, *Biochemical and Biophysical research Communications*, vol. 286, pp. 433-442, 2001.
- [38] P. Gass, H. Schroder, P. Prior, and M. Kiessling, “Constitutive expression of heat shock protein 90 (HSP90) in neurons of the rat brain”, *Neurosci. Lett.*, vol. 182, no. 2, pp. 188-192, 1994.
- [39] C. Harvey and P. W. French, “Effects on protein kinase C and gene expression in a human mast cell line, HMC-1, following microwave exposure”, *Cell Biology International*, vol. 23, pp. 739-748, 1999.
- [40] R. L. Hayes, K. Yang, R. Raghupathi, and T. K. McIntosh, “Changes in gene expression following traumatic brain injury in the rat”, *J Neurotrauma*, vol. 12, no. 5, pp. 779-790, 1995.
- [41] K. A. Hossmann and D. M. Hermann, “Effects of electromagnetic radiation of mobile phones on the central nervous system”, *Bioelectromagnetics*, vol. 24, pp. 49–62, 2003.
- [42] T. Q. Huang, M S. Lee, E. H. Oh, F. Kalinec, B. T. Zhang, J. S. Seo, and W. Y. Park, “Characterization of biological effect of 1763 MHz radiofrequency exposure on auditory hair cells”, *Int J Radiat Biol.*, vol. 84, no. 11, pp. 909-915, 2008.
- [43] R. Huber, J. Schuderer, T. Graf, K. Jutz, A. A. Borbe'ly, N. Kuster, and P. Achermann, “Radio frequency electromagnetic field exposure in humans: estimation of SAR distribution, effects on sleep and heart rate”, *Bioelectromagnetics*, vol. 24, pp. 262–276, 2003.
- [44] R. Huber, V. Treyer, J. Schuderer, T. Berthold, A. Buck, N. Kuster, H. P. Landolt, and P. Achermann, “Exposure to pulse-modulated radio frequency electromagnetic fields affects regional cerebral blood flow”, *Eur J Neurosci.*, vol. 21, pp. 1000–1006, 2005.
- [45] ICNIRP, International Commission on Non-ionizing Radiation Protection, “Guidelines for limiting exposure to time-varying electric, magnetic, and electromagnetic fields (up to 300 GHz)”, *Health Physics*, vol. 74, pp. 494-522, 1998.

- [46] B. Innocenti, V. Parpura, and P. G. Haydon, "Imaging extracellular waves of glutamate during calcium signaling in cultured astrocytes", *J Neurosci.*, vol. 20, no. 5, pp. 1800-1808, 2000.
- [47] D. F. Jarosz and S. Lindquist, "HSP90 and environmental stress transform the adaptive value of natural genetic variation", *Science*, vol. 330, no. 6012, pp. 1820-1824, 2010.
- [48] G. S. Jeon, S. W. Park, D. W. Kim, J. H. Seo, J. Cho, S. Y. Lim, and S. D. Kim, "Glial expression of the 90-kDa heat shock protein (HSP-90) and the 94-kDa Glucose-regulated protein (GRP94) following an excitotoxic lesion in the mouse hippocampus", *Glia*, vol. 48, pp. 250-258, 2004.
- [49] Y. B. Jin, H. J. Lee, J. Seon Lee, J. K. Pack, N. Kim and Y. S. Lee, "One-year, simultaneous combined exposure of CDMA and WCDMA radiofrequency electromagnetic fields to rats", *Int J Radiat Biol.*, 2010
- [50] A. L. Joly, G. Wettstein, G. Mignot, F. Ghiringhelli, G. Garrido, "Dual role of heat shock proteins as regulators of apoptosis and innate immunity", *J. Innate. Immun.*, vol. 2, no. 3, pp. 238-47, 2010.
- [51] T. Jorge-Mora, M. Alvarez-Folgueiras, J. Leiro, F. J. Jorge Barreiro, F. J. Ares-Pena, and E. López-Martín, "Exposure to 2.45GHz microwave radiation provokes cerebral changes in induction of HSP-90 α/β heat shock protein in rat", *Progress in electromagnetic research, PIER*, vol. 100, pp. 351-379, 2010.
- [52] T. Jorge-Mora, M. J. Misa-Agustiño, J. C. Brégains, F. J. Ares-Pena, F. J. Jorge-Barreiro, and E. López-Martín, "Microwave exposure of rats to thermal and non-thermal 2.45 GHz radiation produces changes in neuronal expression of heat shock protein (HSP-90)", *Proceedings of Biological Effects of Electromagnetic Fields*, vol. EMF, no. 2, pp. 1030-1034, 2006.
- [53] J. Kawagoe, K. Abe, M. Aoki, and K. Kogore, "Induction of HSP-90 α heat shock mRNA after transient global ischemia in gerbil hippocampus", *Brain Research*, vol. 621, pp. 121-125, 1993.

- [54] M. Kiessling and P. Gass, "Immediate early gene expression in experimental epilepsy", *Brain Pathol.*, vol. 3, no. 4, pp. 381-393, 1993.
- [55] A. Kittel, L. Siklow, G. Thuroczy, and Z. Somosy, "Qualitative enzyme histochemistry and microanalysis reveal changes in ultrastructural distribution of calcium and calcium activated ATP-ases after microwave irradiation of the medial habenula", *Acta Neuropathol*, vol. 92, pp. 362-368, 1996.
- [56] K. J. Kovács, "Measurement of Immediate-Early Gene Activation- C-Fos and beyond", *Journal of Neuroendocrinology*, vol. 20, pp. 665-672, 2008.
- [57] A. Koyu, G. Cesur, F. Ozguner, M. Akdogan, H. Mollaoglu, and S. Ozen, "Effects of 900 MHz electromagnetic field on TSH and thyroid hormones in rats", *Toxicology Letters*, vol. 175, no. 3, pp. 257-62, 2005.
- [58] C. M. Krause, C. Haarala, L. Sillanmanki, M. Koivisto, K. Alanko, A. Revonse, M. Laine, and H. Hamalainen, "Effects electromagnetic field emitted by cellular phones on EEG during an auditory memory task: a double blind replica study", *Bioelectromagnetics*, vol. 25, no. 1, pp. 30-40, 2004.
- [59] U. Lalo, Y. Pankratov, F. Kirchhoff, R. A. North, and A. Verkhratsky, "NMDA receptors mediate neuron-to-glia signaling in mouse cortical astrocytes", *J Neurosci.*, vol. 26, no. 10, pp. 2673-2683, 2006.
- [60] S. Lee, D. Jhonson, K. Dubar, H. Dong, X. Ge, C. Y. Kim, C. Wing, N. Jayathilaka, N. Emmanuel, C. Q. Zhou, H. L. Gerber, C. C. Tseng, and S. M. Wang, "2.45 GHz radiofrequency fields alter gene expression in cultured human cells", *FEBS letters*, vol. 579, pp. 4829-4836, 2005.
- [61] H. J. Lee, J. S. Lee, J. K. Pack, H. D. Choi, N. Kim, S. H. Kim, and Y. S. Lee, "Lack of teratogenicity after combined exposure of pregnant mice to CDMA and WCDMA radiofrequency electromagnetic fields", *Radiation Research*, vol. 172, no. 5, pp. 648-652, 2009

- [62] P. Leveque, C. Dale, D. Veyret, and J. Wiart, "Dossimetric analysis of a 900-MHz rat head exposure system", *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 52, pp. 2076-2083, 2004
- [63] M. Li, Y. Wang, Y. Zhang, Z. Zhou, and Z. Yu, "Elevation of plasma corticosterone levels and hippocampal glucocorticoid receptor translocation in rats: a potential mechanism for cognition impairment following chronic low-power-density microwave exposure", *J Radiat Res.*, vol. 49, no. 2, pp. 163-170, 2008.
- [64] J. C. Lin, "Cellular telephone radiation and electroencephalograms (EEG) of the human brain", *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 45, no. 5, 150-153, 2003.
- [65] D. H. Liu, H. Y. Yuan, C. Y. Cao, Z. P. Gao, B. Y. Zhu, H. L. Huang, and D. F. Liao, "Heat shock protein 90 acts as a molecular chaperone in late-phase activation of extracellular signalregulated kinase 1/2 stimulated by oxidative stress in vascular smooth muscle cells", *Acta Pharmacol Sin.*, vol. 28, no. 12, pp. 1907-1913, 2007.
- [66] S. Lixa, K. Yao, W. Kaijun, L. Deqiang, H. Huajun, G. Xiannwei, W. Baohong, Z. Wei, L. Jianling, and W. Wei, "Effects of 1.8 GHz radiofrequency field on DNA damage and expression of heat shock protein 70 in human lens epithelial cells", *Mutat Res.*, vol. 602, no. 1-2, pp. 135-42, 2006.
- [67] M. T. Loones, Y. H., and M. Morange, "The distribution of heat shock proteins in the nervous system of the unstressed mouse embryo suggest a role in neuronal and non neuronal differentiation", *Cell Stress & Chaperones*, vol. 5, no. 4, pp. 291-305, 2000.
- [68] V. Lope, B. Pérez-Gómez, N. Aragonés, G. López-Abente, P. Gustavsson, B. Floderus, M. Dosemeci, A. Siklva, and M. Pollán, "Occupational exposure to ionizing radiation and electromagnetic fields in relation to risk of thyroid cancer in Sweden", *Scand J work Environ Health*, vol. 32, no. 4, pp.276-284, 2006.
- [69] E. López-Martín, J. Bregains, F. J. Jorge-Barreiro, J. L. Sebastian-Franco, E. Moreno-Piquero, and F. J. Ares-Pena, "An experimental set-up for measurement of the power absorbed from 900MHz GSM standing wave by small animals, illustrated by application to picrotoxin-treated rats", *Progress In Electromagnetics Research, PIER*, vol. 87, pp. 149-165, 2008.

- [70] E. López-Martín, J. Bregains, J. L. Relova-Quinteiro, C. Cadarso-Suárez, F. J. Jorge-Barreiro, and F. J. Ares-Pena, "The action of pulse-modulated GSM radiation increases regional changes in brain activity and C-Fos expression in cortical and subcortical areas in a rat model of picrotoxin-induced seizure proneness", *Journal Neuroscience Research*, vol. 87, no. 6, pp. 1484-1499, 2009.
- [71] E. Lopez-Martín, J. L. Relova-Quinteiro, R. Gallego-Gómez, M. Peleteiro-Fernandez, F. J. Jorge-Barreiro, and F. J. Ares-Pena, "GSM radiation triggers seizures and increases cerebral C-Fos positivity in rats pretreated with subconvulsive doses of picrotoxin", *Neuroscience Letters*, vol. 298, pp. 139-144, 2006.
- [72] F. Mancinelli, M. Caraglia, A. Abbruzzese, G. D'Ambrosio, R. Massa, and E. Bismuto, "Non-thermal effects of electromagnetic fields at mobile phone frequency on the refolding of an intracellular protein: myoglobin", *J. Cell Biochem.*, vol. 93, no. 1, pp. 188-196, 2004.
- [73] P. A. Mason, R. Escarciga, J. M. Doyle, W. F. Romano, R. E. Berger, and J. P. Donnellan, "Amino acid concentrations in hypothalamic and caudate nuclei during microwave-induced thermal stress: analysis by microdialysis", *Bioelectromagnetics*, vol. 18, no. 3, pp. 277-283, 1997.
- [74] S. Miliham and L. Morgan, "A new electromagnetic exposure metric: High frequency transients associate with increased cancer incidencia in teachers in California school", *American Journal of Industrial Medicine*, vol. 51, no. 8, pp. 579-586, 2008.
- [75] M. Mortensen, K. A. Wafford, P. Wingrove, W. E. Cullinan, J. P. Herman, D. F. Battaglia, H. Akil, and S. J. Watson, "Pattern and time course of immediate early gene expression in rat brain following acute stress", *Neuroscience*, vol. 64, no. 2, pp. 477-505, 1995.
- [76] M. Mortensen, K. A Wafford, P. Wingrove, and B. Ebert, "Pharmacology of GABA-A receptors exhibiting different levels of spontaneous activity", *European Journal of Pharmacology*, vol. 476, pp. 17-24, 2003.

- [77] A. Martínez. Tesis doctoral: *Estudio y desarrollo de técnicas de evaluación de dosimetría electromagnética y de niveles de exposición a emisiones radioeléctricas*, 2004.
- [78] A. L. Mausset-Bonnefont, H. Hirbec, X. Bonnefont, A. Privat, J. Vignon, and R. de Seze, “Acute exposure to GSM 900-MHz electromagnetic fields induces glial reactivity and biochemical modifications in the rat brain”, *Neurobiol Dis*, vol. 17, pp. 445-454, 2004.
- [79] G. A. Mickley, B. L. Cobb, P. A. Mason, and S. Farrell, “Disruption of a putative working memory task and selective expression of brain C-Fos following microwave-induced hyperthermia”, *Physiology Behavior*, vol. 55, no. 6, pp. 1029-1038, 1994.
- [80] M. J. Misa-Agustino, M. T. Jorge-Mora, J. C. Brégains, F. Ares-Pena, F. J. Jorge-Barreiro, and E. López-Martín, “Exposure of rat thyroid gland to 2450 MHz microwave induces changes in expression of HSP-90”, *Proceedings of Biological Effects of Electromagnetic Fields*, EMF, no. 2, pp. 1030-1034, 2006.
- [81] Y. Miyata and I. Yahara, “Cytoplasmic 8 S glucocorticoid receptor binds to actin filaments through the 90-kDa heat shock protein moiety”, *J Biol Chem*, vol. 266, no. 14, pp. 8779-8783, 1991.
- [82] J. I. Morgan and T. Curran, “Stimulus-transcription coupling in the nervous system: involvement of the inducible proto-oncogenes fos and jun”, *Annu Rev Neurosci.*, vol. 14, pp. 421-451, 1991.
- [83] E. G. Moros, W. L. Straube, and W. F. Pickard, “A compact shielded exposure system for the simultaneous long-term UHF irradiation of forty small mammals: I. Electromagnetic and environmental design”, *Bioelectromagnetics*, vol. 19, pp. 459-468, 1998.
- [84] R. W. Morrissey, S. Raney, E. Heasley, P. Rathinavelu, M. Dauphinee, and J. H. Fallon, “Iridium exposure increases C-Fos expression in the mousebrain only at levels which likely result in tissue heating”, *Neuroscience*, vol. 92, pp. 1539-1546, 1999.

- [85] J. E. Motte, M. J. da Silva-Fernandes, C. Marescaus, and A. Nehlig, “Effects of Pentylene-tetrazol-induced status epilepticus on C-Fos and HSP-72 immunoreactivity in the immature rat brain”, *Brain Res Mol Brain Res.*, vol. 50, no. 1-2, pp. 79-84, 1997.
- [86] T. Neumann-Haefelin, C. Wiessner, P. Vogel, T. Back, and K. A. Hossmann, “Differential expression of the immediate early genes C-Fos, c-jun, junB, and NGFI-B in the rat brain following transient forebrain ischemia”, *J Cereb Blood Flow Metab.*, vol. 14, no. 2, pp. 206-216, 1994.
- [87] D. J. Nutt, P. J. Cowen, C. C. Batts, D. G. Grahame-Smith, and A. R. Green, “Repeated administration of subconvulsant doses of GABA antagonist drugs (I). Effect on seizure threshold (kindling)”, *Psychopharmacology*, vol. 76, pp. 84-87, 1982.
- [88] K. Ohtsuka and T. Suzuki, “Roles of molecular chaperones in the nervous system”, *Brain Research Bulletin*, vol. 53, no. 2, pp. 141-146, 2000.
- [89] M. Otto and K. E. von Mühlendahl, “Electromagnetic fields (EMF): do they play a role in children's environmental health (CEH)?”, *International Journal of Hygiene and Environmental Health*, vol. 210, no. 5, pp. 635-644, 2007.
- [90] V. K. Patchev, L. S. Brady, M. Karl, and G. P. Chrousos, “Regulation of HSP-90 and corticosteroid receptor mRNA by corticosterone levels in vivo”, *Molecular and Cellular Endocrinology*, vol. 103, pp. 57-64, 1994.
- [91] R. Paulraj and J. Behari, “Radio frequency radiation effects on protein-kinase C activity in rats’ brain”, *Mutat Res/Fund Mol Mech Mutagen*, vol. 545, pp. 127-133, 2004.
- [92] R. Paulraj and J. Behari, “Protein kinase C activity in developing rat brain cells exposed to 2.45 GHz radiation”, *Electromagnetic Biology Medicine*, vol. 25, no. 1, pp. 61-70, 2006.
- [93] G. Paxinos and C. Watson, *The rat brain in stereotaxic coordinates*, San Diego, Academic Press, 1986.
- [94] M. A. Persinger and G. Belanger-Chellew, “Facilitation of seizures in limbic epileptic rats by complex 1 microTesla magnetic fields”, *Percept. Mot. Skills.*, vol. 89, no. 2, pp. 486-492, 1999.

- [95] W. B. Pratt, "The role of the hsp90-based chaperone system in signal transduction by nuclear receptors and receptors signaling via MAP kinase", *Annu Rev Pharmacol Toxicol.*, vol. 37, pp. 297-326, 1997.
- [96] D. R. Premkumar, B. Arnold, and I. F. Pollack, "Cooperative inhibitory effect of ZD1839 (Iressa) in combination with 17-AAG on glioma cell growth", *Molecular carcinogenesis*, vol. 45, pp. 288-301, 2006.
- [97] A. A. Radzievsky, O. V. Gordiienko, S. Alekseev, I. Szabo, A. Cowan, and M. C. Ziskin, "Electromagnetic millimeter wave induced hypoalgesia: frequency dependence and involvement of endogenous opioids", *Bioelectromagnetics*, vol. 29, no. 4, pp. 284-95, 2008.
- [98] V. Rajkovic, M. Matavulj, D. Gledic and B. Lazetic, "Evaluation of rat gland morphophysiological status after three months exposure to 50 Hz electromagnetic field", *Tissue & Cell.*, vol. 35, no.223-231, 2003.
- [99] V. Rajkovic, M. Matavulj and O. Johansson, "Histological characteristic of cutaneous and thyroid mast cell populations in male rats exposed to power-frequency electromagnetic fields", *Int. J. Radiat. biol.*, vol. 81, no. 7, pp. 491-499, 2005.
- [100] V. Rajkovic, M. Matavulj and O. Johansson, "Light and electron microscopy study of the thyroid gland in rats exposed to Power-frequency electromagnetic fields", *The Journal of Experimental Biology*, vol. 209, pp. 3322-3328, 2006.
- [101] Real Decreto 1066/28-9-2001. Boletín Oficial del Estado, pp. 36217-36227, 2001.
- [102] J. L. Relova, M. Peleteiro, S. Pertega, J. A. Vila, E. López Martín and F. Ares, "Changes in the electroencephalographic spectrum of epileptic patients induced by mobile phone. Proceedings of Bioelectromagnetics", A joint meeting of The Bioelectromagnetics Society and European Bioelectromagnetics Association, Dublin, Ireland, pp. 391-394, 2005.
- [103] S. Sánchez, H. Masuda, G. Ruffié, F. P. de Gannes, B. Billaudel, E. Haro, P. Lévêque, I. Lagroye, and B. Veyret, "Effect of GSM-900 and -1800 signals on the skin of hairless

- rats. III: Expression of heat shock proteins”, *Int J Radiat Biol.*, vol. 84, no. 1, pp. 61-68, 2008.
- [104] Schaffner Electrotest GmbH, *GTEM Test Cells*, catálogo de la cámara GTEM, disponible en www.schaffner.com, 2005.
- [105] T. Scheibel and J. Buchner, “The HSP90 complex-a super-chaperone machine as a novel drug target”, *Biochem Pharmacol.*, vol. 56, no. 6, pp. 675-682, 1998.
- [106] Schmid & Partner Engineering AG, *Reference manual for the SEMCAD simulation platform for electromagnetic compatibility, antenna design and dosimetry*, disponible en www.semcad.com, 2010.
- [107] F. Schoenborn, K. Popovic, and N. Kuster, “Dosimetric analysis of the carousel setup for the exposure of rats at 1.62 GHz”, *Bioelectromagnetics*, vol. 25, pp. 16-26, 2004.
- [108] J. L. Sebastian Franco, S. Muñoz San-Martín, M. Sancho Ruiz, and J. M. Miranda Pantoja, "Medición de radiación en seres vivos", *Investigación y Ciencia*, Febrero 2006.
- [109] SEMCAD X, Schmid & Partner Engineering AG, 2010.
- [110] S. Shintani, T. Zhang, A. Aslam, K. Sebastian, T. Yoshimura, and H. Hamakawa, “P53-dependent radiosensitizing effects of HSP90 inhibitor 17-Allylamino-17-demethoxygeldanamycin on human oral squamous cell carcinoma cell lines”, *International Journal of Oncology*, vol. 28, pp. 1111-1117, 2006.
- [111] T. Silke, A. Kühnlein, S. Heinrich, G. Pralm, R. Von Kries, and K. Radón, "Exposure to mobile telecommunications networks assessed using personal dosimetry and well-being in children and adolescents. The German Mobile-study.", *Environmental Health*, pp. 1-12, 2008.
- [112] C. Solà, S. Barrón, J. M. Tusell, and J. Serratosa, “The Ca²⁺/calmodulin signaling system in the neural response to excitability. Involvement of neuronal and glial cells”, *Prog Neurobiol.*, vol. 58, no. 3, pp. 207-232, 1999.

- [113] J. S. Someren, L. E. Faber, J. D. Klein, and J. A. Tumlin, “Heat shock proteins 70 and 90 increase calcineurin activity in vitro through calmodulin-dependent and independent mechanisms”, *Biochem Biophys Res Commun.*, vol. 260, no. 3, pp. 619-625, 1999.
- [114] A. S. Sreedhae, G. Nardai, and P. Csermeley, “Enhancement of complement induced cell lysis: a novel mechanism for the anticancer effects of HSP-90 inhibitors”, *Immunology Letters*, vol. 92, pp. 157-161, 2004.
- [115] P. K. Srivastava “Función biológica de las chaperonas”, *Investigación y Ciencia*, pp. 28-33, 2008.
- [116] S. W. Stewart, *Mobile phones and health, radiofrequency fields from mobile phone technology*. Chapter 4, Independent Expert Group on Mobile Phone. 2000.
- [117] J. H. Sung, J. H. Jeong, J. S. Kim, T. S. Choi, J. H. Park, H. Y. Kang, Y. S. Kim, D. S. Kim, and U. D. Sohn, “The influences of extremely low frequency magnetic fields on drug-induced convulsion in mouse”, *Arch Pharm Res.*, vol. 26, no. 6, pp. 487-492, 2003.
- [118] M. Swicord, J. Morrissey, D. Zakharai, M. Balien, and Q. Balzano, “Dosimetry in mice exposed to 1.6 GHz microwaves in a carousel irradiator”, *Bioelectromagnetics*, vol. 20, pp. 42-47, 1999.
- [119] T. Popovici, A. Represa, V. Crepel, G. Barbin, M. Beaudoin, and Y. Ben-Ari, “Effects of kainic acid-induced seizures and ischemia on C-Fos-like proteins in rat brain”, *Brain Research*, vol. 536, no. 1-2, pp. 183-194, 1990.
- [120] S. Thomas, A. Kühnlein, S. Heinrich, G. Praml, D. Nowak, R. von Kries, and K. Radon, “Personal exposure to mobile phone frequencies and well-being in adults: A cross-sectional study based on dosimetry”, *Bioelectromagnetics*, vol. 29, pp. 463-470, 2008.
- [121] S. Thomas, A. Kühnlein, S. Heinrich, G. Praml, R. von Kries, and K. Radon, “Exposure to mobile telecommunication networks assessed using personal dosimetry and well-being in children and adolescents: the German mobile study”, *Environmental Health*, vol. 4, pp. 7-54, 2008.

- [122] M. A. Thompson, D. D. Ginty, A. Bonni and M. E. Greenberg, "L-type voltage-sensitive Ca^{2+} channel activation regulates C-Fos transcription at multiple levels", *J Biol Chem.*, vol. 270, no. 9, pp. 4224-4235, 1995.
- [123] T. Thorlin, J. M. Rouquette, Y. Hamnerius, E. Hansson, M. Persson, U. Bjöklund, L. Rosengren, L. Rönnbäck, and M. Persson, "Exposure of cultured astroglial and microglial brain cells to 900 MHz microwave radiation", *Radiation Res.*, vol. 166, no. 2, pp. 409-421, 2006.
- [124] F. Tian, T. Nakahara, K. Wake, M. Taki, and J. Miyakoshi, "Exposure to 2.45 GHz electromagnetic fields induces hsp70 at a high SAR of more than 20 W/kg but not at 5 W/kg but not at 5W/kg in human glioma MO54 cells", *International Journal of Radiation Biology*, vol. 78, no. 5, pp. 433-440, 2002.
- [125] K. Uryu, C. Richter-Landsberg, W. Welch, E. Sun, O. Goldbaum, E. H. Norris, C. T. Pham, I. Yazawa, K. Hilburger, M. Micsenyi, B. I. Giasson, N. M. Bonini, V. M. Lee, and J. Q. Trojanowski, "Convergence of heat shock protein 90 with ubiquitin in filamentous alpha-synuclein inclusions of alpha-synucleinopathies", *Am J Pathol.*, vol. 168, no. 3, pp. 947-946, 2006.
- [126] J. Wang, S. Koyama, Y. Komatsubar, Y. Suzuki, M. Taki, and J. Miyakoshi, "Effects of a 2450 MHz High-Frequency electromagnetic field with a wide range of SARs on the induction of heat-shock proteins in A172 cells", *Bioelectromagnetics*, vol. 27, pp. 479-486, 2006.
- [127] M. V. M. Williams, S.T. Lu, M. Del Cerro, and S.M. Michaelson, "Effect 2450 MHz microwave energy on blood-brain barrier to hydrophilic molecules. Brain temperature and blood-brain barrier permeability to hydrophilic tracers", *Brain Research*, vol. 319, no. 2, pp. 191-212, 1984.
- [128] J. O. Willoughby, L. Mackenzi, A. Medvedev, and J. Hiscock, "Distribution of fos-positive neurons in cortical and subcortical structures after picrotoxin induced convulsions varies with seizure type", *Brain Research*, vol. 683, pp. 73-87, 1995.

- [129] M. L. Wong, S. R. Weiss, P. W. Gold, S. Q. Doi, S. Banerjee, J. Licinio, R. Lad, R. M. Post, and M. A. Smith, “Induction of constitutive heat shock protein 73 mRNA in the dentate gyrus by seizures”, *Brain Res Mol Brain Res.*, vol. 13, no. 1-2, pp. 19-25, 1992.
- [130] T. Y. Zhao, S. P. Zou, and P. E. Knapp, “Exposure to cell phone radiation up-regulates apoptosis genes in primary cultures of neurons and astrocytes”, *Neurosci Lett.*, vol. 412, pp. 34-38, 2007.

Capítulo 8: Conclusiones finales

En la presente tesis se han desarrollado dos líneas de investigación bien diferenciadas:

– **Técnicas de simplificación de redes de alimentación en agrupaciones de antenas.**

Se han presentado diversas técnicas de diseño de arrays de antenas, destinadas a aplicaciones de radar y de comunicación por satélite. Estas técnicas permiten obtener unos resultados muy superiores a los descritos en la literatura previa, además de simplificar, en gran medida, la complejidad de las redes de alimentación requeridas, una de las mayores dificultades que se encuentran en la implementación este tipo de antenas.

- En primer lugar, se ha descrito un nuevo método para el diseño de arrays lineales y planos con alimentación uniforme y constituidos por un pequeño número de subarrays. Los elementos en cada subarray están equiespaciados, aunque esta separación puede variar de un subarray a otro. Dicha técnica conlleva un problema de optimización de baja dimensionalidad que se resuelve de forma rápida y eficaz utilizando la técnica de optimización de *simulated annealing*. El método también permite llevar a cabo la síntesis teniendo en cuenta el desapuntamiento del haz, lo que permite obtener la geometría del array óptima cuando se realiza un barrido del haz en unas direcciones determinadas. Se ha utilizado el simulador electromagnético FEKO para validar los resultados obtenidos.
- A continuación, se ha demostrado que es posible obtener distribuciones lineales de Taylor y Bayliss que presentan una zona común en sus extremos cuyo tamaño se fija previamente. Además, se ha extendido la técnica anterior combinándola con el uso de subarrays para sintetizar diagramas suma y diferencia utilizando redes de alimentación relativamente simples. El método presentado permite, fijado el diagrama suma, el número de subarrays deseado y el porcentaje de elementos del array que comparten excitaciones comunes para los canales suma y diferencia, obtener la configuración de subarrays más adecuada así como los coeficientes de cada subarray que permiten obtener un diagrama diferencia con unas características deseadas.
- Posteriormente, se ha comprobado que los diagramas de tipo huella sintetizados mediante agrupaciones de antenas deben ser valorados en términos de sus parámetros de calidad (nivel de los lóbulos laterales, rizado, etc.), pero no por lo bien que se

ajustan a un diagrama ideal que puede no ser físicamente realizable. Así, se ha demostrado que la bondad del ajuste por mínimos cuadrados a un diagrama ideal es significativamente peor que la del ajuste por mínimos cuadrados a los diagramas obtenidos mediante la transformación homotética de una huella circular.

- Por otro lado, se ha comprobado que la multiplicidad de soluciones surgida a raíz del relleno de ceros permite sintetizar diagramas de haz perfilado que presentan una mejora significativa en la tolerancia de la antena ante errores en las amplitudes de excitación, fases o posiciones de los elementos. Se ha observado que la tolerancia a errores de la antena no se ve afectada por el nivel de rizado del diagrama de radiación. La tolerancia puede mejorarse sintetizando diagramas con lóbulos laterales cuyo nivel disminuye progresivamente.
- Finalmente, se ha realizado un estudio exhaustivo de las ventajas de usar elementos parásitos en agrupaciones de antenas. Se han presentado diferentes técnicas donde se observan claramente las ventajas del uso de este tipo de elementos. Asimismo, se han obtenido diversos diseños de antenas que podrían ser de utilidad para ciertas aplicaciones de comunicaciones, sin olvidar que resultarían antenas de construcción sencilla y económica, gracias a su geometría y red de alimentación simplificada. Finalmente, se han presentado resultados experimentales de un prototipo que permite validar la técnica de diseño propuesta.

– **Sistemas de dosimetría de SAR para animales pequeños basados en técnicas de FDTD.**

Por otro lado, se han diseñado y validado tres sistemas de dosimetría para el cálculo del SAR en ratas basados en técnicas de FDTD.

- En primer lugar, se ha presentado un dispositivo experimental para exposiciones de GSM a 900 MHz basado en una cámara de radiación para onda viajera. En este sistema se han estudiado los efectos de la radiación en ratas epilépticas.

- Además, se ha desarrollado otro sistema experimental basado en una cámara GTEM para radiación de microondas a 2,45 GHz, en el que se han estudiado la expresión de proteína HSP-90 tanto en el cerebro como en la glándula tiroides.
- Finalmente, se ha realizado un estudio experimental basado en multifrecuencias en el que se utiliza una cámara GTEM y se radian animales con dos señales a distintas frecuencias.

Para cada uno de los tres sistemas se han realizados simulaciones numéricas basadas en FDTD para completar la experimentación y obtener mayores datos del SAR absorbido por los animales.

Publicaciones del autor

A continuación se enumeran las publicaciones del autor derivadas del desarrollo de esta tesis doctoral:

- [1] M. Álvarez-Folgueiras, J. A. Rodríguez-González, and F. Ares, “Optimizing uniformly excited subarrays of unequal sizes for obtaining patterns with high efficiency and low side lobe level”, *30th ESA Antenna Workshop on Antennas for Earth Observations, Science, Telecommunication and Navigation Space Missions*, ESTEC, Noordwijk, The Netherlands, 27-30 May 2008.
- [2] M. Álvarez Folgueiras, J. A. Rodríguez González, F. Ares Pena, “Síntesis rápida de diagramas footprint utilizando arrays con un gran número de elementos”, *URSI-2008*, Madrid, versión completa (4 páginas) en el CD-ROM con ISBN: 978-84-62-6291-5, 22-24 Septiembre 2008.
- [3] M. Álvarez-Folgueiras, J. A. Rodríguez-González, and F. Ares-Pena, “Synthesising Taylor and Bayliss linear distributions with common aperture tail”, *Electronics Letters*, vol.45, no. 1, pp. 18-19, 2009
- [4] M. Álvarez-Folgueiras, J. A. Rodríguez-González, and F. Ares-Pena, “Low-sidelobe patterns from small, low-loss uniformly fed linear arrays illuminating parasitic dipoles”, *IEEE Trans. on Antennas and Propagat.*, vol. 57, no. 5, pp. 1583-1585, 2009
- [5] M. Álvarez-Folgueiras, J. A. Rodríguez-González, and F. Ares-Pena, “High-performance Uniformly Excited Linear and Planar Arrays Based on Linear Semiarrays Composed of Subarrays with Different Uniform Spacings”, *IEEE Trans. on Antennas and Propagat.*, vol. 57, no. 12, pp. 4002-4006, 2009.
- [6] M. Álvarez-Folgueiras, J. A. Rodríguez-González, and F. Ares-Pena, “Optimal Compromise Among Sum and Difference Patterns in Monopulse Antennas: Use of Subarrays and Distributions with Common Aperture Tail”, *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, vol. 23, no. 17/18, pp. 2301-2311, 2009
- [7] M. Álvarez-Folgueiras, J. A. Rodríguez-González, and F. Ares, “High-performance Uniformly Excited Linear and Planar Arrays Based on Linear Semiarrays Composed of Subarrays with Different Uniform Spacings”, *EuCAP 2009, European Conference on*

- Antennas and Propagation*, pp. 1196-1200, versión completa (5 páginas) en el CD-ROM con ISBN: 9783800731527, Berlin, Alemania, 23-27 Marzo 2009.
- [8] J. A. Rodríguez-González, M. Álvarez-Folgueiras, and F. J. Ares-Pena, "Very Fast Method for Synthesizing Footprint Patterns Using Very Large Antenna Arrays", *2009 IEEE AP-S International Symposium*, Charleston, Carolina del Sur, USA, Jun. 2009.
- [9] M. Álvarez-Folgueiras, J. A. Rodríguez-González, and F. J. Ares-Pena, "Sum and Difference Pattern with Common Aperture Tail", *2009 IEEE AP-S International Symposium*, Charleston, Carolina del Sur, USA, Jun. 2009.
- [10] M. Álvarez-Folgueiras, J. A. Rodríguez-González, and F. J. Ares-Pena, "Low-Sidelobe Patterns from Small, Low-Loss Uniformly Fed Linear Arrays Illuminating Parasitic Dipoles", *2009 IEEE AP-S International Symposium*, Charleston, Carolina del Sur, USA, Jun. 2009.
- [11] M. Álvarez-Folgueiras, J. A. Rodríguez-González, F. Ares Pena, "Compromiso óptimo entre diagramas suma y diferencia en antenas monopulso utilizando subarrays.", *URSI-2009*, Santander, versión completa (4 páginas) en el CD-ROM con ISBN: 978-84-62-6291-5, 16-18 Septiembre 2009.
- [12] R. Eirey Pérez, M. Álvarez Folgueiras, J. A. Rodríguez González, F. Ares Pena, "Síntesis de arrays lineales compuestos de subarrays con distintos interespaciados entre elementos y alimentados con distribuciones de amplitud uniforme.", *URSI-2009*, Santander, versión completa (4 páginas) en el CD-ROM con ISBN: 978-84-62-6291-5, 16-18 Septiembre 2009.
- [13] M. Álvarez-Folgueiras, J. A. Rodríguez-González, F. Ares Pena, "Síntesis de diagramas suma utilizando arrays planos de elementos parásitos alimentados por un sólo elemento activo.", *URSI-2009*, Santander, versión completa (3 páginas) en el CD-ROM con ISBN: 978-84-62-6291-5, 16-18 Septiembre 2009. **Finalista al premio de la Red Española de Antenas (RESA).**
- [14] T. Jorge-Mora, M. Alvarez-Folgueiras, J. Leiro, F. J. Jorge-Barreiro, F. J. Ares-Pena, and E. Lopez-Martin, "Exposure to 2.45 GHz Microwave Radiation Provokes Cerebral

- Changes in Induction of Hsp-90 α/β Heat Shock Protein in Rat.”, *Progress In Electromagnetics Research*, vol. 100, pp. 351-379, 2010.
- [15] M. Álvarez-Folgueiras, J. A. Rodríguez-González, and F. Ares-Pena, “Pencil beam patterns obtained by a planar array of parasitic dipoles fed by only one active element”, *Progress In Electromagnetics Research*, vol. 103, pp. 419-431, 2010
- [16] M. Álvarez-Folgueiras, J. A. Rodríguez-González, and F. Ares-Pena, “Analysis of Tolerance among the Solutions to Shaped-beam Synthesis Problems”, *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, vol. 24, pp. 1341–1352, 2010
- [17] R. Eirey-Pérez, M. Álvarez-Folgueiras, J. A. Rodríguez-González, and F. Ares-Pena, “Arbitrary Footprints from Arrays with Concentric Ring Geometry and Low Dynamic Range Ratio”, *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, vol. 24, pp. 1795-1806, 2010
- [18] M. Álvarez-Folgueiras, J. A. Rodríguez-González, and F. J. Ares-Pena, “Optimal Compromise in the Channels of Monopulse Antennas: Use of Subarrays and Distributions With Common Aperture Tail”, *EuCAP 2010, European Conference on Antennas and Propagation*, Barcelona, 12-16 Abril, 2010.
- [19] M. Álvarez-Folgueiras, J. A. Rodríguez-González, and F. J. Ares-Pena, “Pencil beam patterns obtained by a planar array of parasitic dipoles fed by only one active element”, *EuCAP 2010, European Conference on Antennas and Propagation*, Barcelona, 12-16 Abril, 2010.
- [20] M. Carballo Quintás, I. Martínez-Silva, C. Cadarso-Suarez, F. J. Jorge-Barreiro, M. Álvarez-Folgueiras, F. Ares-Pena, and E. López-Martín, “Time course of compensatory mechanisms after GSM-modulated 900 MHz radiation on cerebral activity using a picrotoxin-model in rats”, *EuCAP 2010, European Conference on Antennas and Propagation*, Barcelona, 12-16 Abril, 2010.
- [21] M. Álvarez-Folgueiras, J. A. Rodríguez-González, and F. Ares, “Obtaining a Pencil Beam of Moderate Gain and Bandwidth Using Parasitic Planar Arrays Fed by Only One

- Dipole”, 32th *ESA Antenna Workshop*, ESTEC, Noordwijk, The Netherlands, 5-8 Oct 2010.
- [22] R. Eirey-Pérez, M. Álvarez-Folgueiras, J. A. Rodríguez-González, and F. Ares, “Footprint Patterns from Arrays with Concentric Ring Geometry”, 32th *ESA Antenna Workshop*, ESTEC, Noordwijk, The Netherlands, 5-8 Oct 2010.
- [23] M. Álvarez-Folgueiras, J. A. Rodríguez-González, F. Ares Pena, “Análisis de Tolerancia de la Multiplicidad de Soluciones en la Síntesis de Diagramas de Haz Perfilado”, *URSI-2010*, Bilbao, 15-17 Septiembre 2010.
- [24] M. Álvarez Folgueiras, M^a del Mar Miñana Maiques, E. Moreno Piquero, F. J. Jorge Barreiro, E. López Martín, and F. Ares Pena, “Sistema Experimental para el Estudio de la Dosimetría en Multifrecuencia”, *URSI-2010*, Bilbao, 15-17 Septiembre 2010.
- [25] M. Álvarez-Folgueiras, J. A. Rodríguez-González, and F. Ares-Pena, “Experimental Results on a Planar Array of Parasitic Dipoles fed by One Active Element”, *Progress In Electromagnetics Research*, vol. 113, pp. 369-377, 2011
- [26] M. Álvarez-Folgueiras, J. A. Rodríguez-González, and F. J. Ares-Pena, “Tolerance Analysis of Linear Antenna Arrays Generating Shaped Beam Patterns”, *EuCAP 2011, European Conference on Antennas and Propagation*, Rome, 11-15 Abril, 2011.
- [27] R. Eirey-Pérez, M. Álvarez-Folgueiras, J. A. Rodríguez-González, and F. J. Ares-Pena, “Modified Circular Taylor Patterns to Generate Footprint Patterns”, *EuCAP 2011, European Conference on Antennas and Propagation*, Rome, 11-15 Abril, 2011.
- [28] M. Álvarez-Folgueiras, J. A. Rodríguez-González, and F. J. Ares-Pena, “Experimental Results on a Planar Array of Parasitic Dipoles Fed by Only One Active Element”, *EuCAP 2011, European Conference on Antennas and Propagation*, Rome, 11-15 Abril, 2011.
- [29] M. Álvarez-Folgueiras, M. Miñana-Maiques, E. Moreno-Piquero, F. Jorge-Barreiro, E. López-Martín, and F. Ares-Pena, “Experimental System for the Study of Multi-frequency Dosimetry”, *EuCAP 2011, European Conference on Antennas and Propagation*, Rome, 11-15 Abril, 2011.

- [30] M. J. Misa Agustíño, M. Álvarez-Folgueiras, M. T. Jorge-Mora, F. J. Jorge Barreiro, F. J. Ares Pena, J. Leiro, M. E. López-Martín, “Efecto de los Campos Electromagnéticos a 2,45 GHz sobre los niveles de Proteínas de Estrés Celular HSP-90 y 70 en el Tiroides de rata”, *II Congreso Conjunto de la Sociedad Española de Física Médica y la Sociedad Española de Protección Radiológica*, Sevilla, 10-13 Mayo 2011.
- [31] M. Carballo-Quintás, I. Martínez-SilvaI, C. Cadarso-Suárez, M. Álvarez-Folgueiras, F. J. Ares-Pena, and E. López-Martín, “A study of biomarkers after acute exposure to GSM radiation at 900MHz in the picrotoxin model of rat brain”, Aceptada para ser publicada en *Neurotoxicology*.
- [32] M. Álvarez-Folgueiras, J. A. Rodríguez-González, and F. Ares-Pena, “Extension of Planar Array of Parasitic Dipoles fed by One Active Element”, Aceptada para ser publicada en *Progress In Electromagnetics Research*.
- [33] M. J. Misa Agustíño, M. Álvarez-Folgueiras, M. T. Jorge-Mora, F. J. Jorge Barreiro, F. J. Ares Pena, J. Leiro, and M. E. López-Martín, "Effect of Electromagnetic Fields at 2.45 GHz on the levels of cellular stress proteins HSP-90 and 70 in the rat thyroid", Enviada para su publicación.
- [34] M. Álvarez-Folgueiras, M. Miñana-Maiques, E. Moreno-Piquero, F. Jorge-Barreiro, E. López-Martín, and F. Ares-Pena, “Study of the Effects in a Experimental System of Multi-frequency Dosimetry in rats”, Enviada para su publicación.

